



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Intellectual Property Office.

출원번호 : 10-2002-0045527
Application Number

출원년월일 : 2002년 08월 01일
Date of Application AUG 01, 2002

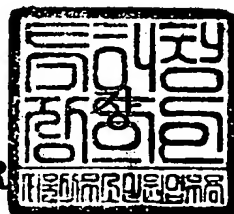
출원인 : 삼성전자주식회사
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.



2003 년 07 월 23 일

특 허 청

COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0002
【제출일자】	2002.08.01
【국제특허분류】	H04B
【발명의 명칭】	이동 통신 시스템에서 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력 비 검출 장치 및 방법
【발명의 영문명칭】	APPARATUS FOR DETECTING POWER RATIO BETWEEN TRAFFIC CHANNEL AND PILOT CHANNEL IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM AND METHOD THEREOF
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	1999-006038-0
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김헌기
【성명의 영문표기】	KIM,Hun Kee
【주민등록번호】	660717-1162634
【우편번호】	156-771
【주소】	서울특별시 동작구 사당2동 신동아아파트 406-1006
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김노선
【성명의 영문표기】	KIM,Noh Sun
【주민등록번호】	731203-1451011
【우편번호】	442-370
【주소】	경기도 수원시 팔달구 매탄동 1160-15
【국적】	KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 최진규
 【성명의 영문표기】 CHOI, Gin Kyu
 【주민등록번호】 600226-1005726
 【우편번호】 110-522
 【주소】 서울특별시 종로구 명륜동2가 4번지 아남아파트 101-104
 【국적】 KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 문용석
 【성명의 영문표기】 MOON, Yong Suk
 【주민등록번호】 630816-1932314
 【우편번호】 463-500
 【주소】 경기도 성남시 분당구 구미동 까치마을 주공아파트 205-502
 【국적】 KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 백경현
 【성명의 영문표기】 PAIK, Kyung Hyun
 【주민등록번호】 750215-1009118
 【우편번호】 137-044
 【주소】 서울특별시 서초구 반포4동 102-3 6/4
 【국적】 KR

【심사청구】

청구

【취지】

특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인
 이건주 (인)

【수수료】

【기본출원료】	20 면	29,000 원
【가산출원료】	56 면	56,000 원
【우선권주장료】	0 건	0 원
【심사청구료】	39 항	1,357,000 원
【합계】	1,442,000 원	

【요약서】**【요약】**

본 발명은 이동 통신 시스템에서 수신되는 제2채널 신호를 가지고 채널 추정하여 제2신호를 생성하고, 상기 제2신호를 가지고 상기 제1채널 신호를 채널 보상하여 제1신호를 생성하며, 상기 제1신호를 구성하는 심벌들의 절대값들을 생성하고, 상기 절대값들을 크기 순서로 배열한 후 미리 결정된 구간의 절대값들을 선택하며, 상기 선택한 절대값들의 평균값을 계산하고, 상기 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하고, 상기 평균값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비를 가지고 상기 전력비를 생성하여 상기 제1채널과 제2채널간 정확한 전력비 검출을 수행한다.

【대표도】

도 4

【색인어】

트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출, 효과적 구간, low_part, high_part, 정렬 (sorting)

【명세서】

【발명의 명칭】

이동 통신 시스템에서 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 장치 및 방법
{APPARATUS FOR DETECTING POWER RATIO BETWEEN TRAFFIC CHANNEL AND PILOT CHANNEL IN
MOBILE COMMUNICATION SYSTEM AND METHOD THEREOF}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 일반적인 16 QAM 변조 방식을 적용한 성상도(constellation)를 도시한 도면

도 2는 일반적인 16 QAM 변조 방식을 적용할 경우 불균형 평균 전력 특성을 도시한
그래프

도 3은 일반적인 이동 통신 시스템의 수신기 내부 구성을 도시한 블록도

도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 장
치 내부 구조를 도시한 블록도

도 5는 본 발명의 다른 실시예에 따른 16 QAM 방식을 적용할 경우의 효과적 구간을
개략적으로 도시한 도면

도 6은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검
출 과정을 도시한 순서도

도 7은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검
출 장치 내부 구조를 도시한 블록도

도 8은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 장치 내부 구조를 도시한 블록도

도 9는 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 과정을 도시한 순서도

도 10은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 과정을 도시한 순서도

도 11은 본 발명의 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 방식을 적용하였을 경우 프레임 에러율을 나타낸 그래프

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

<12> 본 발명은 이동 통신 시스템에 관한 것으로서, 특히 고속 데이터 전송을 지원하는 이동 통신 시스템에서 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 장치 및 방법에 관한 것이다.

<13> 일반적으로 이동 통신 시스템(mobile communication system)은 종래의 음성 위주의 서비스 뿐만 아니라 데이터 서비스 및 멀티미디어 서비스 등과 같은 대용량 데이터 위주의 서비스로 발전해나가고 있다. 그래서 상기 이동 통신 시스템은 대용량 데이터 전송을 가능하도록 하기 위해 고속 고품질 패킷 통신 시스템으로 발전해나가고 있다. 일 예로 현재 제 3세대 비동기 이동 통신 방식의 표준인 3GPP(3rd

Generation Partnership Project)에서 제안하고 있는 비동기 방식의 고속 순방향 패킷 접속(HSDPA: High Speed Downlink Packet Access: 이하 "HSDPA"라 칭하기로 한다.) 방식 혹은 동기 방식의 1xEV-DV(Enhanced Variable-Data Voice) 방식 등은 대용량 고속 데이터 전송을 수행하기 위해 제안된 방식이다. 여기서, 상기 HSDPA 방식은 광대역 부호 분할 다중 접속(W-CDMA: Wideband-Code Division Multiple Access, 이하 "W-CDMA"라 칭하기로 한다) 통신시스템에서 순방향 고속 패킷 데이터 전송을 지원하기 위한 순방향 데이터 채널인 고속 순방향 공통 채널(HS-DSCH: High Speed - Downlink Shared Channel, 이하 "HS-DSCH"라 칭하기로 한다)과 이와 관련된 제어채널들 및 이들을 위한 장치, 시스템, 방법들을 총칭하는 방식을 의미한다.

- <14> 일반적으로 고속 패킷 데이터 전송 시스템은 한정된 주파수 대역(frequency band) 내에서 고속 데이터를 전송하기 위해서는 무선 채널 상태에 따라 변조율 및 코딩율을 조절하는 방안이 제안되었다. 특히 상기 HSDPA 방식에서는 적응적 변조 및 코딩(AMC: Adaptive Modulation and Coding, 이하 "AMC"라 칭하기로 한다) 방식이 새롭게 제안되었다. 상기 AMC 방식을 설명하면 다음과 같다. 상기 AMC 방식은 셀(cell), 즉 기지국(Node B)과 사용자 단말기(UE: User Equipment, 이하 "UE"라 칭한다) 사이의 채널 상태에 따라 서로 다른 데이터 채널의 변조방식과 코딩방식을 결정해서, 상기 셀 전체의 사용효율을 향상시키는 데이터 전송 방식을 말한다. 상기 AMC 방식은 복수개의 변조방식들과 복수개의 코딩방식들을 가지며, 상기 변조방식들과 코딩방식들을 조합하여 데이터 채널 신호를 변조 및 코딩한다. 통상적으로 상기 변조방식들과 코딩방식들의 조합들 각각을 변조 및 코딩 스킴(MCS ;

Modulation and Coding Scheme, 이하 "MCS"라 칭하기로 한다)이라고 하며, 상기 MCS 수에 따라 레벨(level) 1에서 레벨(level) N까지 복수개의 MCS들을 정의할 수 있다. 즉, 상기 AMC 방식은 상기 MCS의 레벨(level)을 상기 UE와 현재 무선 접속되어 있는 기지국 사이의 채널 상태에 따라 적응적으로 결정하여 상기 기지국 전체 시스템 효율을 향상시키는 방식이다. 또한, 상기 변조 방식으로 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 방식과, 8PSK(Phase Shift Keying) 방식과 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 방식이 고려되고 있으며, 코딩율(coding rate)로 1/4부터 1까지 다양한 코딩율이 고려되고 있다. 이하의 설명에서는 설명의 편의상 비동기 방식의 HSDPA 방식을 일 예로 하여 설명할 것이며, 상기 HSDPA 방식 뿐만 아니라 고속 데이터 전송을 수행하는 통신 시스템에 하기 설명이 모두 적용되는 물론이다.

- <15> 상기 AMC 방식을 적용할 경우, 기지국과 근거리에 위치하고 있는 UE들과 같이 채널 상태가 좋은 UE들, 즉 우수한 품질의 채널을 사용하는 UE들에 대해서는 고차 변조방식, 일 예로 8PSK, 16QAM 등과 같은 고차 변조 방식과 코딩율을 적용한다. 이와는 반대로 기지국과 원거리에 위치하고 있는 UE들, 일 예로 셀 경계 지점에 존재하는 UE들과 같이 채널 상태가 열악한 UE들, 즉 열악한 품질의 채널을 사용하는 UE들에 대해서는 저차 변조방식, 일 예로 QPSK 등과 같은 저차 변조 방식과 코딩율을 적용한다. 여기서, 상기 저차 변조방식, 특히 일반적인 3세대(3rd Generation) 이동 통신 시스템에 사용되는 QPSK 방식의 경우 성상도(constellation) 상에서 보면 각 사분면 당 한 개의 심벌(symbol)이 위치하고 있으므로 위상(phase) 예측만으로 채널 보상(channel compensation)이 가능하

다. 그러나, 8PSK 또는 16QAM과 같은 고차 변조 방식의 경우 성상도 상에서 보면 각 사분면 당 다수개의 심벌들이 위치하고 있으며, 또한 동일한 위상에 크기(amplitude)가 다른 다수개의 심벌들이 위치할 수 있기 때문에 채널 보상을 위해서는 위상뿐만 아니라 크기에 대한 정밀한 추정이 필요하다.

<16> 이렇게 이동 통신 시스템에서 고속 고품질 데이터 서비스를 제공할 때 적용되는 변조 방식 및 코딩율은 무선 채널 환경에 적응적으로 대처하게 된다. 또한, 고차 변조 방식 및 낮은 코딩율을 적용하여 데이터를 송신하였을 경우 이런 데이터 수신을 저해하는 요인은 일반적으로 기지국과 UE간 채널 환경에서 발생한다. 여기서, 상기 데이터 수신을 저해하는 채널 환경으로서는 백색 가우시안 잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise, 이하 "AWGN"이라 칭하기로 한다)과, 페이딩(fading) 현상으로 인한 수신 신호의 전력 변화와, 섀도우잉(Shadowing) 현상과, UE의 이동 및 이동 속도 변화에 따른 도플러(doppler) 효과와, 다른 UE들 및 다중 경로(multipath) 신호 들에 인한 간섭(interference) 등이 있다. 이렇게 무선 채널 환경에 따라 원래의 송신 신호가 왜곡되어 수신기 측으로 수신되므로, 이런 왜곡된 신호를 원래 송신 신호 형태로 보상하기 위한 장치가 필요하게 되고, 그 장치가 채널 추정기(channel estimator)이다.

<17> 상기 HSDPA 방식에서는 채널 추정을 위해 기지국에서 모든 UE들이 수신할 수 있도록 공통 파일럿 채널(CPICH: Common PIlot CHnnel) 신호를 송신한다. 물론 동기 방식의 Ix EV-DV 방식 역시 채널 추정을 위해 기지국에서 모든 이동국(MS)들이 수신할 수 있도록 파일럿 채널(PICH: PIlot CHannel) 신호를 송신한다. 하기 설명

에서 상기 공통 파일럿 채널 및 파일럿 채널 모두는 채널 예측에 사용되는 신호이므로 설명의 편의상 "파일럿 채널"로 혼용하여 설명하기로 한다. 여기서, 상기 파일럿 채널은 상기 기지국과 UE들간에 미리 설정되어 있는 파일럿 신호를 전송하는 채널이며, 수신측, 즉 UE는 상기 파일럿 채널 신호를 수신하여 상기 기지국과 UE간 채널 상태, 특히 페이딩 현상을 추정한다. 여기서, 상기 추정된 채널 페이딩은 페이딩 현상에 의해 왜곡된 수신 신호를 송신측에서 전송한 원래 신호로 복원할 때 사용되며, 또한 트래픽 채널(traffic channel)과 파일럿 채널간의 전력비(traffic vs. pilot channel power ratio) 예측에도 사용된다.

<18> 상기 트래픽 채널과 파일럿 채널간의 전력비 예측은 16QAM, 64QAM 등과 같은 고차 변조 방식으로 변조된 신호를 복조하기 위해 필수적인 과정이다. 만약 상기 트래픽 채널과 파일럿 채널간의 전력비를 송신측, 즉 기지국에서 수신측, 즉 UE로 시그널링(signalling) 등을 통해 알려줄 경우에는 상기 트래픽 채널과 파일럿 채널간의 전력비를 예측할 필요가 없지만, 일반적으로 16QAM 이상의 고차 변조 방식을 사용하는 1xEV-DV 혹은 HSDPA와 같은 고속 패킷 전송시스템은 그 시그널링 부담을 제거하기 위해 수신측에서 예측하도록 설계된다. 이렇게 송신측이 수신측으로 시그널링을 통해 트래픽 채널과 파일럿 채널간의 전력비를 별도로 알려주지 않고, 수신측에서 상기 트래픽 채널과 파일럿 채널간의 전력비를 예측하는 방법을 "블라인드 전력비 검출법(blind power ratio detection)"이라 칭한다. 그런데, 수신측에서 상기 블라인드 전력비 검출을 저해하는 요인들이 발생하며, 상기 블라인드 전력비 검출을 저해하는 요인들은 크게 세 가지 요인들, 즉 채널 잡음과, 페이딩 현상과, 불균형 평균 전력(unequal average power)으로 분류된다.

- <19> 한편, 여기서 상기 불균형 평균 전력을 도 1을 참조하여 설명하기로 한다.
- <20> 상기 도 1은 일반적인 16 QAM 변조 방식을 적용한 성상도(constellation)를 도시한 도면이다.
- <21> 상기 도 1을 참조하면, 상기 16 QAM 방식과 같은 고차 변조 방식을 적용할 경우 심벌들 각각은 서로 다른 전력 레벨을 가진다. 일 예로 상기 성상도에서 좌표(0,0)에 가까운 내부의 4개 심벌들(이하 "내심벌(inner symbol)"이라 칭하기로 한다)의 전력은 $P_{in}=2A^2$ 이 되고, 상기 성상도 상에서 중간의 8개의 심벌들(이하 "중심벌(middle symbol)"이라 칭하기로 한다)의 전력은 $P_{middle}=10A^2$ 이 되며, 상기 성상도 상에서 가장 외곽의 4개 심벌들(이하 "외심벌(outer symbol)"이라 칭하기로 한다)의 전력은 $P_{outer}=18A^2$ 이 된다. 그래서, 상기 4개의 내심벌들과, 8개의 중심벌들 및 4개의 외심벌들의 전체 평균 전력은 $P_{total}=\frac{2A^2+10A^2+18A^2}{3}=10A^2$ 이 되고, 상기 A가 $A=0.3162$ 가 되면 상기 P_{total} 은 1이 된다. 그러면 이하의 설명에서 상기 A를 0.3162로 가정하고, 상기 심벌을 S_i 로 표현하며, 해당 심벌의 전력을 $\langle S_i \rangle$ 로 표현하기로 한다. 여기서, 상기 i는 데이터 채널과 파일럿 구별을 채널하기 위한 식별자이다. 상기 i가 d일 경우에는 데이터 채널(data channel)을 나타내며, 상기 i가 p일 경우에는 파일럿 채널을 나타낸다. 일 예로 $\langle S_d \rangle$ 는 데이터 채널의 해당 심벌의 전력을 나타낸다.
- <22> 상기 데이터 심벌들은 트래픽 채널을 통해 전송되며, 상기 트래픽 채널은 파일럿 채널과 함께 전송된다. 송신측, 즉 기지국에서 전송하는 송신 신호를 표현하면 하기 수학적 식 1과 같다.
- <23> 【수학적 식 1】 $Tx=W_d A_d S_d+W_p A_p S_p$

<24> 상기 수학식 1에서 W_i 는 확산 코드(spreading code)인 월시 코드(walsh code)이며, 따라서 W_d 는 트래픽 채널에 사용되는 월시 코드이며, W_p 는 파일럿 채널에 사용되는 월시 코드를 나타낸다. 또한 상기 수학식 1에서 A_i 는 채널 이득(channel gain)으로서, A_d 는 트래픽 채널의 채널 이득이며, A_p 는 파일럿 채널의 채널 이득을 나타낸다. 또한 상기 수학식 1에서 S_i 는 상기에서 설명한 바와 같이 패킷(packet)을 구성하는 심벌들 각각을 나타내고, S_d 는 트래픽 채널의 심벌을 나타내며, S_p 는 파일럿 채널의 심벌을 나타낸다. 단, 상기 S_p 는 송신측, 즉 기지국과 수신측, 즉 기지국과 UE간에 미리 규약하고 있는 패턴(pattern)을 사용한다.

<25> 상기 HSDPA 방식을 사용하는 통신 시스템은 패킷 단위로 송신 신호를 전송하며, 한 패킷은 다수개의 타임 슬롯(time slot)들로 구성된다. 여기서, 상기 패킷 단위의 전송 단위가 전송 시구간(TTI: Transmit Time Interval, 이하 "TTI"라 칭하기로 한다)이며, 1 TTI는 3개의 타임 슬롯들로 구성된다. 그리고 한 타임 슬롯에 전송되는 심벌들 수는 해당 타임 슬롯에 적용되는 확산 계수(SF: Spreading Factor, 이하 "SF"라 칭하기로 한다)에 따라 가변적이다. 상기 HSDPA 통신 시스템의 경우 일반적으로 SF = 16을 사용하여 한 패킷당 480개의 심벌들을 전송하며, 따라서 한 타임 슬롯당 160개의 심벌들을 전송한다.

<26> 또한, 16 QAM 방식의 경우 한 심벌은 4 비트들(bits)로 구성되기 때문에 한 패킷당 1920비트들이 랜덤하게 발생되며, QPSK 방식의 경우 한 심벌이 2개의 비트로 구성되기 때문에 한 패킷당 960개의 비트들이 랜덤하게 발생된다. 상기 16 QAM 방식의 경우 한 패킷을 전송할 경우 480개의 심벌들을 전송하게 되며, 상기 480개의 심벌들이 각각 내심벌 120개, 중심벌 240개, 외심벌 120개가 고르게 발생된다면 상기 한 패킷내의 480 심벌들

의 평균 전력은 $1(<S_i>=1)$ 이 될 것이다. 그러나 일반적으로 데이터의 특성상 상기 한 패킷내의 480개의 심벌들이 상기와 같이 내심벌 120개, 중심벌 240개, 외심벌 120개가 균일하게 발생되지 않는다. 일 예로 상기 480개의 심벌들을 구성하는 1920비트들이 모두 0으로 발생할 경우 상기 480개의 심벌들은 상기 도 1에 도시한 성상도상에서 모두 $A+jA$ 인 내심벌로 발생되어, 상기 480개 심벌들의 평균 전력 $<S_i>$ 은 $0.2(<S_i>=0.2)$ 가 된다. 이렇게 480개의 심벌들의 평균 전력 $<S_i>$ 가 0.2일 경우 수신측에서는 잡음이나 왜곡이 없는 경우일지라도 상기 평균 전력 $<S_i>$ 을 0.2로 추정할 수 밖에 없다. 한편 상기 예와는 반대로 상기 480개의 심벌들을 구성하는 1920비트들이 모두 1로 발생할 경우 상기 480개의 심벌들은 상기 도 1에 도시한 성상도 상에서 모두 $3A+3jA$ 인 외심벌로 발생되어, 상기 480개 심벌들의 평균 전력 $<S_i>$ 은 $1.8(<S_i>=1.8)$ 이 된다. 마찬가지로 상기 480개의 심벌들의 평균 전력 $<S_i>$ 가 1.8일 경우 수신측에서는 잡음이나 왜곡이 없는 경우일지라도 상기 평균 전력 $<S_i>$ 을 1.8로 추정할 수 밖에 없다. 이렇게 송신 신호의 평균 전력이 1이 아닌 불균형한 값이 되는 경우의 평균 전력을 "불균형 평균 전력" 특성이라고 한다

<27> 상기 불균형 평균 전력의 특성을 도 2를 참조하여 설명하기로 한다.

<28> 상기 도 2는 일반적인 16 QAM 변조 방식을 적용할 경우 불균형 평균 전력 특성을 도시한 그래프이다.

<29> 상기 도 2에는 전체 전송 전력을 1로 가정할 때 트래픽 채널에 90%의 전송 전력을 할당한 경우(

$A_d^2=0.9$) 전송 패킷의 평균 전력을 확률 밀도 함수(PDF: probability density function, 이하 "PDF"라 칭하기로 한다) 특성이 도시되어 있다. 한 패킷을 전송할 때 상기 480개의 심벌들이 내심벌 120개, 중심벌 240개, 외심벌 120개로 균일하게 발생될 경우 트래픽 채널의 평균 전력 p 는 0.9가 된다($p=A_d^2 \langle S_d \rangle = A_d^2=0.9$). 하지만 상기에서 설명한 바와 같이 한 패킷을 전송할 때 480개의 심벌들이 아이디얼하게 내심벌 120개, 중심벌 240개, 외심벌 120개로 균일하게 발생하는 경우는 거의 존재하지 않으며 일반적으로 평균 $m = 0.9$, 표준 편차 $\sigma = 0.0232$ 를 갖는 분포 특성을 나타낸다.

<30> 만약, 트래픽 채널에 할당되는 전송 전력이 전체 전송 전력의 90%($A_d^2=0.9$)이고, 트래픽 채널 심벌들의 평균 전력 $\langle S_d \rangle$ 가 1이 아닌 0.9로 전송되며, 수신측에서 상기 트래픽 채널 심벌들과 0.2의 전력을 갖는 AWGN($\langle N \rangle=0.2$)이 혼재한 상태로 신호를 수신할 경우 일반적인 블라인드 전력비 검출방식인 트래픽 채널의 누적 평균 방식으로 하기와 같이 트래픽 채널과 파일럿 채널간의 전력비를 검출한다. 여기서, 상기 $\langle N \rangle$ 은 잡음에 대한 평균 전력을 나타낸다. 그러면 여기서 상기 누적 평균 방식으로 트래픽 채널과 파일럿 채널간의 전력비를 검출하는 과정을 설명하기로 한다.

<31> 먼저, 상기 AWGN이 혼재한 채널을 가정할 경우 수신측은 하기 수학식 2와 같은 신호를 수신하게 된다.

<32> 【수학식 2】 $R_x = W_d A_d S_d + W_p A_p S_p + N$

<33> 상기 수신 신호 R_x 에서 트래픽 채널만을 분리하면 하기 수학식 3과 같이 표현된다. 여기서, 상기 수신 신호 R_x 에서 트래픽 채널만을 분리하기 위해서는 송신측에서 상기 트

래픽 채널에 적용한 월시 코드와 동일한 월시 코드를 상기 수신 신호 Rx에 곱해 역확산 (de-spreading)하면 된다.

<34> 【수학식 3】 $Rx_d = A_d S_d + N$

<35> 상기 수학식 3에서 상기 Rx_d 는 트래픽 채널만 고려한 수신 신호이다. 상기 트래픽 채널에 적용된 채널 이득 A_d 를 구하기 위해 누적 평균 전력을 구하면 하기 수학식 4와 같다.

<36> 【수학식 4】 $P = A_d^2 \langle S_d \rangle + \langle N \rangle$

<37> 상기 수학식 4에서 P는 누적 평균 전력, 즉 트래픽 채널의 누적 평균 전력을 나타낸다. 또한, 상기 수학식 4에서 $\langle S_d \rangle = 1$ 이고 $\langle N \rangle = 0$ 인 경우라면, 즉 트래픽 채널을 통해 전송되는 패킷내 심벌들의 평균전력이 1이고, 잡음 전력이 전혀 없는 경우라면 $P = A_d^2 = 0.9$ 로 검출할 수 있지만 상기에서 가정한 바와 같이 $\langle S_d \rangle = 0.9$ 이고, $\langle N \rangle = 0.2$ 라면

<38> 그러면 여기서 일반적인 이동 통신 시스템의 수신기 구조를 도 3을 참조하여 설명하기로 한다.

<39> 상기 도 3은 일반적인 이동 통신 시스템의 수신기 내부 구성을 도시한 블록도이다.

<40> 상기 도 3을 참조하면, 먼저 페이딩 채널을 통한후 상기 수신기로 입력되는 수신 신호 Rx는 하기 수학식 5와 같이 표현할 수 있다.

<41> 【수학식 5】 $Rx = \alpha \cdot (W_d A_d S_d + W_p A_p S_p) e^{-j\theta} + N$

- <42> 상기 수학식 5에서 $\alpha e^{-j\theta}$ 는 페이딩 채널에 따른 크기와 위상의 왜곡을 나타낸다. 특히 상기 α 는 크기의 왜곡을 나타내며, 상기 $e^{-j\theta}$ 는 위상의 왜곡을 나타낸다. 그리고 상기 수학식 5에서 나머지 성분들은 상기 수학식 1에서 설명한 바와 동일하다.
- <43> 상기 수학식 5와 같이 표현되는 수신 신호 Rx는 역확산기(de-spreader)(311)로 입력되고, 상기 역확산기(311)는 상기 수신 신호 Rx를 미리 설정되어 있는 확산 코드로 역확산하여 트래픽 채널 신호 및 파일럿 채널신호로 분리하여 상기 트래픽 채널 신호는 채널 보상기(channel compensator)(320)로 출력하고, 상기 파일럿 채널 신호는 채널 추정기(channel estimator)(330)로 출력한다. 즉, 상기 역확산기(311)는 상기 수신 신호 Rx에 송신기측에서 트래픽 채널에 적용한 확산 코드와 동일한 확산 코드로 역확산하여 상기 수신 신호 Rx에서 트래픽 채널 신호를 분리하여 상기 채널 보상기(320)로 출력하고, 상기 수신 신호 Rx에 송신기측에서 파일럿 채널에 적용한 확산 코드와 동일한 확산 코드로 역확산하여 상기 수신 신호 Rx에서 파일럿 채널 신호를 분리하여 상기 채널 추정기(330)로 출력하는 것이다. 여기서, 상기 역확산기(310)에서 출력하는 트래픽 채널 신호는 $\alpha A_d S_d e^{-j\theta} + N$ 이고, 파일럿 채널 신호는 $\alpha A_p S_p e^{-j\theta} + N$ 로 표현된다.
- <44> 한편, 상기 채널 추정기(330)가 아이디얼하게 동작할 경우, 상기 채널 추정기(330)는 상기 송신기와 수신기간에 미리 규정되어 있는 파일럿 심벌 $S_p = 1 + j$ 의 켤레 복소수 $S_p^* = 1 - j$ 를 곱한 후 정규화하여 $A_p \alpha e^{-j\theta}$ 을 검출한 후, 페이딩 채널의 켤레 복소값(complex conjugate)을 출력하는데 이를 표현하면 하기 수학식 6과 같다.

<45> 【수학식 6】 $(A_p \alpha e^{-j\theta})^*$

<46> 결국, 상기 채널 추정기(330)에서 출력하는 신호 $(A_p \alpha e^{-j\theta})^*$ 는 페이딩 현상을 고려한 파일럿 채널의 추정값이 되는 것이다. 상기 채널 추정기(330)는 상기 $(A_p \alpha e^{-j\theta})^*$ 를 채널 보상기(320) 및 전력비 검출기(power ratio detector)(340)로 출력한다. 여기서, 상기 전력비 검출기(340)는 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비를 검출하는 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출기로서 동작한다.

<47> 상기 채널 보상기(320)는 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 $(A_p \alpha e^{-j\theta})^*$ 를 이용하여 상기 트래픽 채널에 대한 채널 보상을 수행하고, 상기 채널 보상된 트래픽 채널 신호는 하기 수학적 식 7과 같이 표현된다.

<48> 【수학적 식 7】 $\alpha A_d S_d e^{-j\theta} + N \times (A_p \alpha e^{-j\theta})^* = |\alpha|^2 A_d A_p S_d + N'$

<49> 여기서, 상기 채널 보상기(320)는 상기 역확산된 트래픽 채널 신호 $\alpha A_d S_d e^{-j\theta} + N$ 에 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 채널 추정 신호 $(A_p \alpha e^{-j\theta})^*$ 을 곱해 채널 보상 신호 $|\alpha|^2 A_d A_p S_d + N'$ 를 전력비 검출기(340)로 출력한다. 즉, 상기 채널 보상기(320)에서 출력하는 채널 보상 신호 $|\alpha|^2 A_d A_p S_d + N'$ 는 상기 역확산기(310)에서 출력한 트래픽 채널 신호 $\alpha A_d S_d e^{-j\theta} + N$ 에 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 채널 추정 신호 $(A_p \alpha e^{-j\theta})^*$ 을 곱함으로써 위상 보상이 수행된 신호가 된다. 상기 전력비 검출기(340)는 상기 채널 보상기(320)에서 출력한 채널 보상된 신호 $|\alpha|^2 A_d A_p S_d + N'$ 와 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 채널 추정 신호 $(A_p \alpha e^{-j\theta})^*$ 를 이용하여 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비를 검출한다.

<50> 그러면 여기서 상기 전력비 검출기(340) 동작을 설명하면 다음과 같다.

<51> 상기 전력비 검출기(340)는 먼저 상기 채널 보상기(320)에서 출력한 채널 보상 신호 $|a|^2 A_d A_p S_d + N'$ 의 누적 평균 전력을 검출한다. 상기 채널 보상 신호

$|a|^2 A_d A_p S_d + N'$ 에 대한 누적 평균 전력은 하기 수학식 8과 같이 표현된다.

<52> **【수학식 8】** $|a|^4 (A_d A_p)^2 \langle S_d \rangle + \langle N' \rangle$

<53> 상기 수학식 8에서 아이디얼한 경우 상기 $\langle S_d \rangle = 1$ 이고, $\langle N' \rangle = 0$ 이기 때문에, 정확한 $|a|^4 (A_d A_p)^2$ 을 검출할 수 있으나, 실제 무선 채널 환경에서는 상기 $S_d \neq 1$ 이고, $\langle N' \rangle \neq 0$ 이기 때문에 상기 수학식 8을 다시 정리하면 하기 수학식 9와 같이 표현된다.

<54> **【수학식 9】** $\overline{|a|^4 (A_d A_p)^2}$

<55> 상기 수학식 9에서 상기 누적 평균 전력을 $\overline{|a|^4 (A_d A_p)^2}$ 으로 표현한 것은 상기 $S_d \neq 1$ 이고, $\langle N' \rangle \neq 0$ 이기 때문에 아이디얼한 경우의 누적 평균 전력 $|a|^4 (A_d A_p)^2$ 과 상이한 값이 되기 때문이다. 상기 수학식 9와 같이 표현한 누적 평균 전력의 제곱근(square root)은 하기 수학식 10과 같이 표현된다.

<56> **【수학식 10】** $\sqrt{\overline{|a|^4 (A_d A_p)^2}} = \overline{|a|^2 (A_d A_p)}$

<57> 상기 전력비 검출기(340)는 상기 수학식 10에 표현한 바와 같은 누적 평균 전력의 제곱근을 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 채널 추정 신호 $(A_p a e^{-j\theta})^*$ 의 제곱으로 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비를 검출하는데 이를 표현하면 하기 수학식 11과 같다.

<58> **【수학식 11】** $\frac{\sqrt{\overline{|a|^4 (A_d A_p)^2 \langle S_d \rangle + \langle n' \rangle}}}{|a|^2 A_p^2} = \frac{\overline{|a|^2 (A_d A_p)}}{|a|^2 A_p^2}$

<59> $= \frac{A_d}{A_p}$

<60> 상기 수학식 11에서 상기 $\langle S_d \rangle \neq 1$ 이고, $\langle N' \rangle \neq 0$ 인 경우 상기 전력비 검출기(340)의 출력은 상기 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 $\frac{A_d}{A_p}$ 만이 출력되는 것이 아니라 에러(error) 성분이 포함되어 있다. 그리고 상기 $\langle S_d \rangle \neq 1$ 이기 때문에, $\langle S_d \rangle = 1 + \Delta \langle S_d \rangle$ 로 가정하기로 한다. 그러면 상기 전력비 검출기(340)의 출력은 하기 수학식 12와 같이 표현된다.

<61> **【수학식 12】**
$$\frac{\sqrt{|\alpha|^4 (A_d A_p)^2 \langle S_d \rangle + \langle N' \rangle}}{|\alpha|^2 A_p^2} = \sqrt{\left(\frac{A_d}{A_p}\right)^2 + error}$$

<62> 상기 수학식 12에서 에러 성분은 $\Delta \langle S_d \rangle \cdot \left(\frac{A_d}{A_p}\right)^2 + \frac{\langle N' \rangle}{|\alpha|^4 A_p^4}$ 이다.

<63> 한편, 상기 복조기(350)는 상기 채널 보상기(320)에서 출력한 채널 보상 신호 $|\alpha|^2 A_d A_p S_d + N'$ 를 입력하고, 상기 채널 보상 신호 $|\alpha|^2 A_d A_p S_d + N'$ 를 하기 수학식 13과 같이 정리한다.

<64> **【수학식 13】**
$$|\alpha|^2 A_d A_p S_d + N' = (|\alpha|^2 A_p^2) \cdot \left(\frac{A_d}{A_p}\right) S_d + N'$$

<65> 이후, 상기 복조기(350)는 실제 트래픽 채널 신호를 복조하기 전에 상기 채널 보상기(320)에서 출력한 채널 보상 신호를 상기 전력비 검출기(340)에서 출력한 신호로 나누어주어 트래픽 채널 신호와 잡음 성분으로 분리한다. 이를 표현하면 수학식 14와 같다.

<66> **【수학식 14】**
$$\frac{(|\alpha|^2 A_p^2) \cdot \left(\frac{A_d}{A_p}\right) S_d + N'}{(|\alpha|^2 A_p^2) \cdot \left(\frac{A_d}{A_p}\right)}$$

<67>
$$= S_d + \frac{N'}{(|\alpha|^2 A_p^2) \cdot \left(\frac{A_d}{A_p}\right)} = S_d + N''$$

<68> 상기 수학식 14에서 N'' 은 잡음 성분이다.

<69> 그래서 상기 복조기(350)는 상기 수학식 14와 같은 신호를 상기 도 1에서 설명한 성상도를 이용하여 비트 단위로 복조하고, 상기 복조한 결과를 터보 디코더(turbo decoder)(360)로 출력한다. 상기 터보 디코더(360)는 상기 복조기(350)에서 출력한 신호를 상기 송신기에서 적용한 터보 인코딩(turbo encoding) 방식에 상응하는 터보 디코딩(turbo decoding) 방식으로 디코딩하여 원래의 정보 비트들(information bits)로 출력한다.

<70> 상기에서 설명한 바와 같이 일반적인 블라인드 전력비 검출, 특히 누적 평균 방식에 따른 블라인드 전력비 검출은 수신신호에 혼재하는 잡음의 전력을 제거하지 못할 경우 잡음 전력의 크기에 따라 정확한 블라인드 전력비 검출이 난이하다. 즉, 상기 수학식 12에서 설명한 바와 같이 전력비 검출기(340)에서 출력하는 신호에 잡음 성분이 전력 성분으로 포함되어 있기 때문에 잡음 성분을 제거한다는 것은 난이하다. 또한 상기 누적 평균 방식은 불균형 평균 전력 문제에 직접적인 영향을 받을 수 있고, 또한 페이딩 현상에 민감하게 반응하여 블라인드 전력비 검출이 난이하다. 이렇게 일반적인 블라인드 전력비 검출 방식은, 특히 누적 평균 방식은 HSDPA 통신 시스템과 같이 고차 변조 방식을 사용하여 신호를 송신하는 경우 그 복조에 상당한 어려움을 겪게 된다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<71> 따라서, 본 발명의 목적은 고속 데이터 전송 이동 통신 시스템에서 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비를 검출하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

- <72> 본 발명의 다른 목적은 고속 데이터 전송 이동 통신 시스템에서 불균형 평균 전력 문제를 최소화하는 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <73> 본 발명의 또 다른 목적은 고속 데이터 전송 이동 통신 시스템에서 잡음 성분에 따른 오차를 최소화하는 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <74> 본 발명의 또 다른 목적은 고속 데이터 전송 이동 통신 시스템에서 페이딩 채널에 따른 오차를 최소화하는 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <75> 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 장치는; 이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 장치에 있어서, 상기 제2채널 신호를 가지고 채널 추정하여 제2신호를 발생하는 채널 추정기와, 상기 제2신호를 가지고 상기 제1채널 신호를 채널 보상하여 제1신호를 발생하는 채널 보상기와, 상기 제1신호를 구성하는 심벌들의 절대값들을 생성하고, 상기 절대값들을 크기 순서로 배열한 후 미리 결정된 구간의 절대값들을 선택하며, 상기 선택한 절대값들의 평균값을 계산하고, 상기 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하고, 상기 평균값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비를 가지고 상기 전력비를 생성하는 전력비 검출기를 포함함을 특징으로 한다.
- <76> 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 방법은; 이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 방법에 있어서, 상기 제2채널 신호를 가지고 채널 추정하여 제2신호를 생성하는 과정과, 상기 제2신호를 가지고 상기 제1채널 신호를 채널 보상하여 제1신호를 생성하는 과정과, 상기 제1신호를 구성하는 심벌들의 절대값들을 생성

하고, 상기 절대값들을 크기 순서로 배열한 후 미리 결정된 구간의 절대값들을 선택하며, 상기 선택한 절대값들의 평균값을 계산하고, 상기 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하고, 상기 평균값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비를 가지고 상기 전력비를 생성하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

【발명의 구성 및 작용】

- <77> 이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 하기의 설명에서는 본 발명에 따른 동작을 이해하는데 필요한 부분만이 설명되며 그 이외 부분의 설명은 본 발명의 요지를 흐트리지 않도록 생략될 것이라는 것을 유의하여야 한다.
- <78> 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 장치 내부 구조를 도시한 블록도이다.
- <79> 상기 도 4를 설명하기에 앞서, 본 발명은 상기 도 3에서 설명한 일반적인 수신기 구조와 동일한 수신기 구조를 적용하며, 다만 전력비 검출기(power ratio detector)(340)의 구조를 새롭게 제안하여 효율적인 전력비 검출, 즉 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출을 가능하게 한다. 그러므로 역확산기(de-spreader)(310)와, 채널 보상기(channel compensator)(320)와, 채널 추정기(channel estimator)(330)로 입출력되는 신호는 상기 도 3에서 설명한 바와 동일하기 때문에, 상기 입출력 신호들은 상기 종래 기술 부분에서 설명한 바와 동일하다는 점에 유의하여야 한다. 이하의 설명에서 본 발명의 블라인드 전력비 검출기를 설명의 편의상 상기 종래 기술 부분에서 설명한 전

력비 검출기(340)와 동일한 참조부호를 사용하여 설명하지만, 실제로는 상이한 동작을 수행함에 유의하여야 한다.

<80> 상기 전력비 검출기(340)는 상기 도 3에서 설명한 바와 같이 채널 보상기(320)에서 출력하는 채널 보상 신호 $|a|^2 A_d A_p S_d + N'$ 와 채널 추정기(330)에서 출력하는 채널 추정 신호 $(A_p a e^{-j\theta})^*$ 를 입력한다. 상기 전력비 검출기(340)는 상기 채널 보상기(320)에서 출력한 채널 보상 신호 $|a|^2 A_d A_p S_d + N'$ 를 실수부(real part, I 성분)와 허수부(imaginary part, Q 성분)로 분리하는데, 이를 표현하면 하기 수학식 15와 같다.

<81> **【수학식 15】** $|a|^2 A_d A_p S_d + N' = (|a|^2 A_d A_p S_{d_i} + N_{I'}) + j(|a|^2 A_d A_p S_{d_q} + N_{Q'})$

<82> 상기 수학식 15에서 실수부와 허수부만을 다시 표현하면 하기 수학식 16과 같다.

<83> **【수학식 16】** $I = (|a|^2 A_d A_p S_{d_i} + N_{I'}), Q = j(|a|^2 A_d A_p S_{d_q} + N_{Q'})$

<84> 한편, 16 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 방식을 적용할 경우 상기 종래 기술 부분의 도 1에서 설명한 바와 같이 성상도(constellation)상에서 모든 심벌(symbol)들이 A와 3A의 크기를 가진다. 즉, 각 심벌의 실수부와 허수부는 $S_{d_i}, S_{d_q} \in \{\pm A, \pm 3A\}$ 를 만족하기 때문에, $|S_{d_i}|, |S_{d_q}| \in \{A, 3A\}$ 를 만족한다. 물론 상기 16QAM 방식 뿐만 아니라 고차 변조 방식을 사용하는 다른 방식들, 일 예로 64 QAM 방식에도 본 발명과 동일한 개념을 적용할 수 있지만 설명의 편의상 16 QAM 방식을 일 예로 하여 설명하기로 한다.

<85> 상기 16 QAM 방식의 경우 채널 보상 신호의 실수부와 허수부 모두 오직 A 혹은 3A 중 어느 한 값만을 갖으며, 상기 A와 3A를 하기 수학식 17과 같이 정의하기로 한다.

<86> **【수학식 17】** $A_term = (A_d A_p)A, 3A_term = (A_d A_p)3A$

<87> 그래서 상기 수학식 16에서 설명한 채널 보상 신호의 실수부와 허수부의 절대값을 구하고, 상기 수학식 17에서 정의한 A와 3A로 분류하면 하기 수학식 18과 같다.

<88> **【수학식 18】**
$$|I| = \sum_{n \in (A)} |(\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot A + N_I'(n)| + \sum_{n \in (3A)} |(\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot 3A + N_I'(n)|$$

<89>
$$|Q| = \sum_{n \in (A)} |(\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot A + N_Q'(n)| + \sum_{n \in (3A)} |(\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot 3A + N_Q'(n)|$$

<90> 상기 수학식 18에서 상기 채널 보상 신호의 실수부와 허수부의 절대값을 구하는 이유는 성상도에서 절대값을 구하면 모든 심벌들을 A와 3A로 분류할 수 있기 때문이다. 상기 수학식 18에서 n은 한 패킷(packet)을 구성하는 심벌들중 해당 심벌의 순서를 나타내며, 상기 n은 1부터 상기 패킷을 구성하는 심벌수, 일 예로 480까지의 값을 가진다. 여기서, 상기 한 패킷을 구성하는 심벌들수를 480으로 가정한 것은 일반적으로 고속 데이터 전송을 수행하는 통신 시스템인 고속 순방향 패킷 접속(HSDPA: High Speed Downlink Packet Access: 이하 "HSDPA"라 칭하기로 한다.) 통신 시스템의 경우 일반적으로 확산 계수(SF: Spreading Factor, 이하 "SF"라 칭하기로 한다) 16(SF = 16)을 사용하여 한 패킷당 480개의 심벌들을 전송하며, 따라서 한 타임 슬롯당 160개의 심벌들을 전송한다. 여기서, 상기 한 타임 슬롯당 160개의 심벌들이 전송되는 이유는 상기 HSDPA 통신 시스템의 한 전송 시구간(TTI: Transmit Time Interval, 이하 "TTI"라 칭하기로 한다)이 3개의 타임 슬롯들로 구성되기 때문이다. 상기 수학식 18에 나타난 실수부와 허수부 각각에 대해 그 값이 최소인 값부터 최대인 값까지 연속적으로 정렬한(sorting)한 후 그 정렬된 값들을 2등분하면 그 값이 상대적으로 작은값들과 상대적으로 큰값들의 두 부분으로 분리할 수 있다. 상기 정렬된 값들을 2등분하는 기준점은 상기 한 패킷내 심벌들 개수의 1/2인 지점이 된다. 즉, 본 발명에서는 HSDPA 통신 시스템을 일 예로 하였으므로 480개

심벌들 중 240번째 심벌과 241번째 심벌의 경계 지점이 상기 기준점이 되는 것이다. 또한, 상기 정렬된 값들을 2등분한 값들중에서 상대적으로 작은값들이 존재하는 부분을 "low_part"라고 정의하고, 상기 정렬된 값들을 2등분한 값들중에 상대적으로 큰 값들이 존재하는 부분을 "high_part"라고 정의하기로 한다.

<91> 그러면 여기서 도 5를 참조하여 상기 low_part와 high_part를 설명하기로 한다.

<92> 상기 도 5는 본 발명의 다른 실시예에 따른 16 QAM 방식을 적용할 경우의 효과적인 구간을 개략적으로 도시한 도면이다.

<93> 상기 도 5를 참조하면, 무선 채널상에 잡음 혹은 페이딩 현상이 존재하지 않을 경우 한 패킷내 모든 심벌들을 그 크기에 따라 최소값부터 최대값까지 정렬한

후 상기 정렬한 값들을 2등분하면 상기 low_part는 모두 크기 A를 가지는 심벌들만 존재하며, 상기 high_part는 모두 3A의 크기를 가지는 심벌들만 존재한다. 그러나 실제 무선 채널 환경에서는 잡음 혹은 페이딩 현상이 존재하지 않는 경우는 거의 발생하지 않으며, 또한 불균형 평균 전력(unequal average power) 문제도 발생된다. 여기서, 상기 불균형 평균 전력이라함은 상기 종래 기술 부분에서 설명한 바와 같이 송신기에서 송신한 송신 신호의 평균 전력이 1이 아닌 값이 되는 경우의 평균 전력을 의미한다. 그래서 한 패킷내 모든 심벌들을 그 크기에 따라 최소값부터 최대값까지 정렬한 후 상기 정렬한 값들을 2등분하면 상기 low_part는 크기 A를 가지는 심벌들뿐만 아니라 크기 3A를 가지는 심벌들이 존재하게 된다. 여기서, 상기 low_part에 존재하는 크기 3A를 가지는 심벌들은 불균형 평균 전력 문제로 인해 발생한 심벌들이다. 물론, 상기 도 5에서 상기 low_part에 존재하는 심벌들중 A로 표시된 심벌들은 실제 무선 채널 환경상에서 A와 동일한 값일 수도 있고 상기 A에 근접한 값일 수도 있으며, 상기 high_part에 존재하는 심벌들중 3A로 표시된 심벌들은 실제 무선 채널 환경에서 3A와 동일한 값일 수도 있고 상기 3A에 근접한 값일 수도 있다.

<94> 그러면 여기서 상기 도 5에 도시되어 있는 효과적 구간(effective length)을 설명하면 다음과 같다.

<95> 먼저, 상기 한 패킷내 심벌들을 I 채널 성분과 Q 채널 성분으로 분류하고, 상기 분류한 I 채널 성분을 다시 그 크기에 따라 low_part와 high_part로 분류하고, 상기 분류한 Q 채널 성분을 다시 그 크기에 따라 low_part와 high_part로 분류하면 하기 수학적식 19와 같이 표현된다.

<96> 【수학식 19】 $\text{sort}(|I|) = \text{low_part}_I + (\text{high_part})_I$

<97> $\text{sort}(|Q|) = \text{low_part}_Q + (\text{high_part})_Q$

<98> 상기 수학식 19에서, 아이디얼하게 한 패킷내 모든 심벌들에 적용되는 페이딩 채널 크기(magnitude) $\alpha(n)$ 이 동일하고, $\langle S_d \rangle = 1$ 인 경우, 즉 불균형 평균 전력 문제가 발생하지 않고, 잡음 성분이 존재하지 않을 경우 상기 low_part , 즉 $(\text{low_part})_I$ 와 $(\text{low_part})_Q$ 는 모두 A항으로 나타낼 수 있지만 실제 무선 채널 환경에서는 상기 한 패킷내 모든 심벌들에 적용되는 페이딩 채널 크기 $\alpha(n)$ 이 동일하지 않고, $S_d \neq 1$ 이므로, 즉 불균형 평균 전력 문제가 발생하고, 또한 잡음 성분이 존재하기 때문에, 상기 low_part 는 다수의 A항들과 소수의 3A항들로 구성된다. 상기 low_part 와 마찬가지로 high_part 역시 한 패킷내 모든 심벌들에 적용되는 페이딩 채널 크기 $\alpha(n)$ 이 동일하지 않고, $S_d \neq 1$ 이고, 또한 잡음 성분이 존재하기 때문에 다수의 3A항들과 소수의 A항들로 구성된다.

<99> 여기서, 상기 low_part 에 3A 항들이 일부 포함되는 경우는 크게 3가지 이유가 있을 수 있다.

<100> 첫 번째 이유는 페이딩 현상이다(이 경우 잡음 성분 및 불균형 평균 전력 문제는 발생하지 않는 것으로 가정하기로 한다).

<101> $|\alpha(n)|^2 A_d A_p < \frac{2}{3}$ 인 경우 해당 심벌은 성상도 상에서 A와 3A를 분류하는 2A 경계를 넘어 low_part 로 포함된다. 즉, 아이디얼한 경우 $|\alpha(n)|^2 A_d A_p = 1$ 이어야하지만 페이딩 채널 크기 $\alpha(n)$ 의 영향에 따라 low_part 에 3A 항들이 포함된다.

- <102> 두 번째 이유는 잡음 성분이다(이 경우 페이딩 현상 및 불균형 평균 전력 문제는 발생하지 않는 것으로 가정하기로 한다).
- <103> 상기 잡음 성분만을 고려한 경우 페이딩 현상이 존재하지 않기 때문에 $|a(n)|^2 A_d A_p = 1$ 이 되고, 3A 항의 잡음 성분중 $N_i'(n) < -A$ 인 경우 해당 심벌은 성상도 상에서 2A 경계를 넘어 low_part로 포함된다. 즉, 아이디얼한 경우 $N_i'(n) = 0$ 이어야하지 만 상기 잡음 성분 $N_i'(n)$ 의 영향으로 low_part에 3A 항들이 포함된다.
- <104> 세 번째 이유는 불균형 평균 전력 문제이다(이 경우 페이딩 현상 및 잡음 성분은 발생하지 않는 것으로 가정하기로 한다).
- <105> 상기 불균형 평균 전력 문제는 상기 도 1에서 설명한 성상도 상에서 내심벌들($\pm A \pm jA$)과 외심벌들($\pm 3A \pm j3A$)를 이용하여 설명하기로 한다.
- <106> (1) 한 패킷내 내심벌들 개수가 외심벌들 개수에 비해 많은 불균형 평균 전력 문제 일 경우(A항들의 개수가 3A항들의 개수에 비해 많은 경우): 상기 내심벌들 개수가 외심벌들 개수에 비해 많을 경우 상기 3A 항들이 상기 low_part로 포함되지 않기 때문에 본 발명의 실시예에서는 큰 영향을 미치지 못한다.
- <107> (2) 한 패킷내 내심벌들 개수가 외심벌들 개수에 비해 적은 불균형 평균 전력 문제 일 경우(A항들의 개수가 3A항들의 개수에 비해 적은 경우): 상기 내심벌들 개수가 외심벌들 개수에 비해 적을 경우 상기 3A 항들이 상기 low_part로 포함되기 때문에 상기 low_part에 포함된 3A 항들은 잡음 성분으로서 작용한다. 그래서 본 발명에서는 상기 low_part에 포함된 3A 항들이 잡음 성분으로서 작용하는 영향을 최소화하기 위해서 효과적 구간에 대해서만 상기 low_part의 통계를 취한다.

<108> 여기서, 상기 효과적 구간을 설명하면 다음과 같다.

<109> 상기 효과적 구간은 불균형 평균 전력 문제에 의해 발생된 외심벌들의 초과분이 상기 low_part의 통계에 포함되지 않도록 한 패킷내 심벌들 개수의 1/2 보다 적은 개수들에 대해서 통계를 취하는 구간으로서, 즉 한 패킷내 심벌들 길이의 1/2보다 짧은 길이에 대해서 통계를 취하는 구간이다. 즉, 상기 도 5에 도시한 바와 같이 한 패킷내 심벌들 개수의 1/2보다 적은 개수들을 효과적 구간으로 취한다. 그런데, 상기 효과적 구간의 길이를 길게 할 경우에는 통계 처리의 랜덤성이 증가하며, 이와는 반대로 상기 효과적 구간의 길이를 짧게 할 경우에는 매 패킷당 변화하는 외심벌들의 초과분들을 모두 제거하여 불균형 평균 전력 문제를 제거할 수 있다. 그러므로 상기 효과적 구간의 길이는 외심벌들의 초과분들을 제거하면서도 통계 처리의 랜덤성을 저하시키지 않는 길이로 설정하여야만 한다.

<110> 한편, 상기 수학식 19에서 설명한 low_part중 효과적 구간을 "low_part_{eff}"로 정의하기로 한다. 즉, (low_part)_I와 (low_part)_Q중 효과적 구간을 각각 (low_part_{eff})_I와 (low_part_{eff})_Q로 정의하기로 한다. 그러면 상기 전력비 검출기(340)는 상기 (low_part_{eff})_I와 (low_part_{eff})_Q에 대해서만 평균을 취하고 2A로 나누는데 이를 표현하면 하기 수학식 20과 같다.

<111> **【수학식 20】**
$$\frac{E\{(low_part_{eff})_I\} + E\{(low_part_{eff})_Q\}}{2A} = \frac{1}{|\alpha|^2 |A_d A_p|}$$

<112> 상기 수학식 20에서, 상기 평균을 2A로 나누는 이유는 I 성분과 Q 성분을 고려하기 때문이고, 또한 상기 평균에서 A항을 제외한 나머지항들을 구하기 위함이다. 또한, 상기 수학식 20에서 $E\{(low_part_{eff})_I\}$ 는 상기 (low_part)_I의 중앙(center)값과 거의 유사

한 값을 가지며, 이와 마찬가지로 $E\{(low_part_{eff})_Q\}$ 는 $(low_part)_Q$ 의 중앙값과 거의 유사한 값을 가진다.

<113> 상기 전력비 검출기(340)는 상기 수학식 20과 같은 상기 $(low_part_{eff})_I$ 와 $(low_part_{eff})_Q$ 에 대해서만 평균을 취하고 2A로 나눈 값을, 즉 $\overline{|\alpha|^2(A_d A_p)}$ 을 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 채널 추정 신호 $(A_p e^{j\theta})^*$ 의 제곱으로 나누어 최종적인 트랙픽 채널과 파일럿 채널간 전력비를 하기 수학식 21과 같이 검출할 수 있다.

<114> **【수학식 21】**

$$\frac{\overline{|\alpha|^2(A_d A_p)}}{|\alpha|^2 A_p^2} = \frac{\overline{A_d}}{A_p}$$

<115> 그러면 여기서, 상기 수학식 20에서 고려한 잡음 성분을 살펴보면 하기 수학식 22와 같다.

<116> **【수학식 22】**

$$\overline{|\alpha|^2 A_d A_p} = |\alpha|^2 A_d A_p + \frac{E\{N_{A_term} + N_{3A_term}\}_I + E\{N_{A_term} + N_{3A_term}\}_Q}{2A}$$

<117> 상기 수학식 22에서 에러 성분은 $\frac{E\{N_{A_term} + N_{3A_term}\}_I + E\{N_{A_term} + N_{3A_term}\}_Q}{2A}$ 이다.

<118> 상기 수학식 22에서 N_{A_term} 은 상기 수학식 18에 나타낸 바와 같이 A항에 포함된 잡음 성분이며, N_{3A_term} 은 상기 수학식 18에 나타낸 바와 같이 3A항에 포함된 잡음 성분으로 가정할 수 있다. 이와 같이 본 발명에서는 잡음 성분이 전력 성분이 아닌 기대값(expectation) 성분으로 나타나기 때문에 거의 0에 근사하게 최소화(minimize)가 가능하다는 이점을 가진다.

<119> 그러면 여기서, 상기 전력비 검출기(340)의 내부 구조를 상기 도 4를 참조하여 설명하면 다음과 같다.

<120> 먼저, 상기 전력비 검출기(340)는 절대값 생성기들(501, 503)과, 정렬기들(505, 507)과, 적분 및 덤프(integration & dump)기들(509, 511)과, 제산기들(513, 515)과, 가산기(517)와, 제산기(519)와, 전력비 생성기(521)와, 제공기(523)를 포함한다. 그리고 상기에서 설명한 바와 같이 채널 보상기(320)에서 출력하는 채널 보상 신호 $|a|^2 A_d A_p S_d + N'$ 는 상기 전력비 검출기(340)로 입력되고, 상기 전력비 검출기(340)는 상기 채널 보상 신호 $|a|^2 A_d A_p S_d + N'$ 를 실수부, 즉 I 채널 성분과 허수부, 즉 Q 채널 성분으로 분리한 후 I 채널 성분 $(|a|^2 A_d A_p S_{d_i} + N_{I'})$ 은 절대값 생성기(501)로 출력하고, Q 채널 성분 $j(|a|^2 A_d A_p S_{d_q} + N_{Q'})$ 은 절대값 생성기(503)로 출력한다. 그러면 상기 절대값 생성기(501)는 상기 I 채널 성분 $(|a|^2 A_d A_p S_{d_i} + N_{I'})$ 의 절대값을 생성한 후 정렬기(505)로 출력한다. 그리고, 상기 절대값 생성기(503)는 상기 Q 채널 성분 $j(|a|^2 A_d A_p S_{d_q} + N_{Q'})$ 의 절대값을 생성한 후 정렬기(507)로 출력한다.

<121> 상기 정렬기(505)는 상기 절대값 생성기(501)에서 출력한 I 채널 성분의 절대값, 즉 $\sum_{n \in (A)} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot A + N_{I'}(n)| + \sum_{n \in (3A)} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot 3A + N_{I'}(n)|$ 을 입력하여 그 크기가 최소인 값부터 최대인 값으로 연속적으로 정렬한 후 적분 및 덤프기(509)로 출력한다. 또한, 상기 정렬기(507)는 상기 절대값 생성기(503)에서 출력한 Q 채널 성분의 절대값, 즉 $\sum_{n \in (A)} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot A + N_{Q'}(n)| + \sum_{n \in (3A)} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot 3A + N_{Q'}(n)|$ 을 최소인 값부터 최대인 값으로 연속적으로 정렬한 후 적분 및 덤프기(509)로 출력한다.

<122> 그러면 상기 적분 및 덤프기(509)는 상기 정렬기(505)에서 출력한 절대값들, 즉 상기 I 채널 성분의 절대값들을 크기가 최소인 값부터 최대인 값으로 정렬한 값들을 $(low_part)_I$ 와 $(high_part)_I$ 로 분류한 후 $(low_part)_I$ 만을 고려하고, 상기 $(low_part)_I$ 중 미리 설정되어 있는 길이의 효과적 구간을 취하여, 그 효과적 구간 $(low_part_{eff})_I$ 에 대

해 적분 및 덤프한 후 제산기(513)로 출력한다. 또한 상기 적분 및 덤프기(511)는 상기 정렬기(507)에서 출력한 절대값들, 즉 상기 Q 채널 성분의 절대값들을 크기가 최소인 값부터 최대인 값으로 정렬한 값들을 $(low_part)_Q$ 와 $(high_part)_Q$ 로 분류한 후 $(low_part)_Q$ 만을 고려하고, 상기 $(low_part)_Q$ 중 미리 설정되어 있는 길이의 효과적 구간을 취하여, 그 효과적 구간 $(low_part_{eff})_Q$ 에 대해 적분 및 덤프한 후 제산기(515)로 출력한다. 상기 제산기(513)는 상기 적분 및 덤프기(509)에서 출력한 값을 상기 효과적 구간의 길이 "N"으로 나눈후 가산기(517)로 출력한다. 또한 상기 제산기(515)는 상기 적분 및 덤프기(511)에서 출력한 값을 상기 효과적 구간의 길이 N으로 나눈후 상기 가산기(517)로 출력한다. 상기 가산기(519)는 상기 제산기(513) 및 제산기(515)에서 출력한 값을 가산하여 상기 I 채널 성분과 Q 채널 성분을 모두 고려한 효과적 구간의 평균 전력, 즉 $E\{(low_part_{eff})_I\} + E\{(low_part_{eff})_Q\}$ 으로 생성한 후 제산기(519)로 출력한다.

<123> 상기 제산기(519)는 상기 가산기(517)에서 출력한 효과적 구간의 평균 전력 $E\{(low_part_{eff})_I\} + E\{(low_part_{eff})_Q\}$ 을 2A로 나눈후 전력비 생성기(521)로 출력한다. 여기서, 상기 제산기(519)가 상기 가산기(517)에서 출력한 효과적 구간의 평균 전력 $E\{(low_part_{eff})_I\} + E\{(low_part_{eff})_Q\}$ 을 2A로 나누는 이유는 상기에서 설명한 바와 같이 I 성분과 Q 성분을 고려하기 때문이고, 또한 상기 효과적 구간의 평균 전력에서 A항을 제외한 나머지항들을 구하기 위함이다. 한편, 제공기(523)는 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 채널 추정 신호 $(A_{pacc}^{-1})^*$ 을 입력하여 절대값을 취한 후 제곱한 후 상기 전력비 생성기(521)로 출력한다.

<124> 상기 전력비 생성기(521)는 상기 제산기(519)에서 출력한 신호, 즉 $\overline{|\alpha|^2(A_d A_p)}$ 와 상기 제곱기(523)에서 출력한 신호, 즉 $|\alpha|^2 A_p^2$ 를 입력하고, 상기 $\overline{|\alpha|^2(A_d A_p)}$ 를 상기 $|\alpha|^2 A_p^2$ 로 나누어서 최종적으로 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 $\frac{\overline{A_d}}{A_p}$ 를 검출한다.

<125> 결과적으로, 상기 전력비 검출기(340)에서 출력하는 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 $\frac{\overline{A_d}}{A_p}$ 는 종래 기술에서 설명한 바와 같은 일반적인 블라인드 전력비 검출방식인 트래픽 채널의 누적 평균 방식과 동일한 값을 검출한다. 그러나 본 발명은 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비를 검출함에 있어 효과적 구간만을 고려하기 때문에 그 정확도 면에서 우수하다. 이를 상세히 설명하면 다음과 같다.

<126> (1) 페이딩 현상 영향의 최소화

<127> 상기에서 설명한 바와 같이 트래픽 채널의 누적 평균 방식에 따른 전력비 검출기(340)의 출력은 $\frac{\sqrt{|\alpha|^4(A_d A_p)^2 \langle S_d \rangle + \langle N' \rangle}}{|\alpha|^2 A_p^2} = \sqrt{\left(\frac{A_d}{A_p}\right)^2 + error}$ (단, 상기 에러 성분은 $\Delta \langle S_d \rangle \cdot \left(\frac{A_d}{A_p}\right)^2 + \frac{\langle N' \rangle}{|\alpha|^4 A_p^4}$) (수학식 12 참조)와 같고, 본 발명에 따른 전력비 검출기(340)의 출력은 $\overline{|\alpha|^2 A_d A_p} = |\alpha|^2 A_d A_p + \frac{E\{N_{A_term} + N_{3A_term}\}_I + E\{N_{A_term} + N_{3A_term}\}_Q}{2A}$ (수학식 22 참조)와 같다. 상기 수학식 12의 경우 전력비 검출기(340)의 출력 신호에 $\langle N' \rangle$ 이라는 잡음 전력 성분이 포함되어 있고, 상기 잡음 전력 성분은 언제나 양(positive)의 값을 가지기 때문에 $\frac{\sqrt{\langle N' \rangle}}{|\alpha|^2 A_p^2}$ 항은 페이딩 현상의 영향을 직접적으로 전달한다. 하지만 본 발명에 따른 수학식 22의 경우 전력비 검출기(340)의 출력 신호에는 페이딩 현상의 영향이 전혀 없다. 그러므로 본 발명은 고속 페이딩 채널에서 블라인드 전력비 검출 성능을 향상시킨다는 이점을 가진다.

<128> (2) 잡음 성분의 최소화

<129> 상기에서 설명한 바와 같이 트래픽 채널의 누적 평균 방식에 따른 블라인드 전력비 검출 방식은 상기 수학식 8에서 설명한 바와 같이 누적 평균 전력에 잡음의 전력 성분이 포함되어 항상 블라인드 전력비 검출을 위한 통계에 양의 잡음 성분값까지 포함된다. 그래서 상기 잡음의 전력 성분을 별도로 제거하는 과정을 수행하지 않는한 잡음 성분이 증가하면 증가할수록 상기 블라인드 전력비 검출을 위한 통계치의 오차 역시 증가하게 된다. 그러나 본 발명의 블라인드 전력비 검출 방식은 상기 수학식 18에서 설명한 바와 같이 잡음 성분의 평균값이 통계에 포함되므로 상기 잡음 성분의 평균값을 0에 거의 유사하게 가정하면 상기 잡음 성분이 상기 블라인드 전력비 검출을 위한 통계치의 오차로 작용할 확률이 굉장히 작아진다. 또한 본 발명에서는 상기 블라인드 전력비 검출을 low_part만을 이용하여 수행하는데 피크 잡음(peak noise) 성분은 모두 high_part로 포함되므로 통계치에 잡음 성분이 오차로 작용할 확률은 굉장히 작아진다.

<130> (3) 불균형 평균 전력 문제 해결

<131> 본 발명의 블라인드 전력비 검출 방식은 I 채널 성분의 절대값과 Q 채널 성분의 절대값 각각을 크기가 최소인 값부터 최대인 값으로 연속적으로 정렬한 후 low_part와 high_part로 분류한 후 low_part만을 선택하고, 상기 low_part에서도 불균형 평균 전력으로 인한 영향을 최소화하기 위해 효과적 구간만을 선택하여 통계치를 구함으로써 불균형 평균 전력 문제를 해결했다.

<132> 다음으로 도 6을 참조하여 본 발명의 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 과정을 설명하기로 한다.

<133> 상기 도 6은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 과정을 도시한 순서도이다.

<134> 상기 도 6을 참조하면, 먼저 611단계에서 전력비 검출기(340)는 채널 보상기(320)에서 출력한 채널 보상 신호 $|\alpha|^2 A_d A_p S_d + N'$ 와, 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 채널 추정 신호 $(A_p \alpha e^{-j\theta})^*$ 를 수신한 후 613단계로 진행한다. 상기 613단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 채널 보상 신호 $|\alpha|^2 A_d A_p S_d + N'$ 를 실수부, 즉 I 채널 성분과 허수부, 즉 Q 채널 성분으로 분리한 후 615단계로 진행한다. 상기 615단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 분리된 I 채널 성분 $(|\alpha|^2 A_d A_p S_{d_i} + N_{i'})$ 과 Q 채널 성분 $j(|\alpha|^2 A_d A_p S_{d_q} + N_{q'})$ 각각에 대해 절대값을 취한 후 617단계로 진행한다. 상기 617단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 I 채널 성분의 절대값, 즉 $\sum_{n \in \{A\}} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot A + N_{i'}(n)| + \sum_{n \in \{3A\}} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot 3A + N_{i'}(n)|$ 과 Q 채널 성분의 절대값, 즉 $\sum_{n \in \{A\}} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot A + N_{q'}(n)| + \sum_{n \in \{3A\}} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot 3A + N_{q'}(n)|$ 을 입력하여 각각 그 크기가 최소인 값부터 최대인 값으로 연속적으로 정렬한 후 619단계로 진행한다.

<135> 상기 619단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 정렬한 I 채널 성분의 절대값들과, 상기 정렬한 Q 채널 성분의 절대값을 각각 low_part와 high_part로 분류한 후 low_part에서 효과적 구간만을 고려하여 상기 효과적 구간의 평균 전력을 검출한 후 621단계로 진행한다. 상기 621단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 I 채널 성분의 효과적 구간 평균 전력과 Q 채널 성분의 효과적 구간 평균 전력을 가산하여 다시 I 채널 성분과 Q 채널 성분을 모두 고려한 효과적 구간의 평균 전력을 검출한 후 623단계로 진행한다. 상기 623단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 I 채널 성분과 Q 채널 성분을 모두 고려한 효과적 구간의 평균 전력과, 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 채널 추

정 신호 $(A_{pac}^{-j\theta})^*$ 의 절대값을 제공한 값으로 나누어 최종적으로 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 $\frac{A_d}{A_p}$ 를 검출한 후 종료한다.

<136> 다음으로 도 7을 참조하여 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 장치 구조를 설명하기로 한다.

<137> 상기 도 7은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 장치 내부 구조를 도시한 블록도이다.

<138> 상기 도 7을 설명하기에 앞서, 상기 도 4에서 설명한 바와 같이 본 발명은 상기 도 3에서 설명한 일반적인 수신기 구조와 동일한 수신기 구조를 적용하며, 다만 전력비 검출기(340)의 구조를 새롭게 제안하여 효율적인 블라인드 전력비 검출을 가능하게 한다. 그러므로 역확산기(310)와, 채널 보상기(320)와, 채널 추정기(330)로 입출력되는 신호는 상기 도 3에서 설명한 바와 동일하기 때문에, 상기 입출력 신호들은 상기 종래 기술 부분에서 설명한 바와 동일하다는 점에 유의하여야 한다. 이하의 설명에서 본 발명의 블라인드 전력비 검출기를 설명의 편의상 상기 종래 기술 부분에서 설명한 전력비 검출기(340)와 동일한 참조부호를 사용하여 설명하지만, 실제적으로는 상이한 동작을 수행함에 유의하여야 한다. 또한, 상기 도 7에 도시한 전력비 검출기(340)는 절대값 생성기들(701, 703)과, 정렬기들(705, 707)과, 선택기들(709, 711)과, 가산기(713)와, 제산기(715)와, 전력비 생성기(717)와, 제공기(719)를 포함한다.

<139> 상기 절대값 생성기들(701, 703)과, 정렬기들(705, 707)의 동작은 상기 도 4에서 설명한 절대값 생성기들(501, 503)과, 정렬기들(505, 507)의 동작과 동일하게 동작하므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다. 상기 선택기(709)는 상기 정렬기(705)

에서 출력한 I 채널 성분의 절대값들, 즉 상기 I 채널 성분의 절대값들을 크기가 최소인 값부터 최대인 값으로 정렬한 값들을 $(low_part)_I$ 와 $(high_part)_I$ 로 분류한 후 $(low_part)_I$ 만을 고려하고, 상기 $(low_part)_I$ 의 중앙값을 상기 효과적 구간의 평균 전력으로 선택하여 상기 가산기(713)로 출력한다. 여기서, 상기 효과적 구간 $(low_part_{eff})_I$ 의 평균 전력을 상기 $(low_part)_I$ 의 중앙값으로 선택하는 이유는 상기 수학식 20에서 설명한 바와 같이 $E\{(low_part_{eff})_I\}$ 는 상기 $(low_part)_I$ 의 중앙값과 거의 유사한 값을 가지기 때문이다. 즉, 일정 구간인 $(low_part_{eff})_I$ 의 평균값은 해당 일정 구간의 중앙값으로 근사화할 수 있기 때문에 하기 수학식 23과 같이 간략화할 수 있다.

<140> 【수학식 23】 $E\{low_part_{eff}\} \approx center_of_low_part$

<141> 상기 수학식 23에서 상기 low_part 는 이미 최소값에서 최대값으로 순차적으로 정렬한 값들중에서 최소값부터 분류한 값들이기 때문에 A항들에 0 평균(zero mean) 잡음 성분이 가산된 것으로 고려하면 상기 low_part 의 중앙값은 상기 low_part_{eff} 의 평균값과 동일하게 된다. 또한 상기 선택기(711)는 상기 정렬기(707)에서 출력한 Q 채널 성분의 절대값들, 즉 상기 Q 채널 성분의 절대값들을 크기가 최소인 값부터 최대인 값으로 정렬한 값들을 $(low_part)_Q$ 와 $(high_part)_Q$ 로 분류한 후 $(low_part)_Q$ 만을 고려하고, 상기 $(low_part)_Q$ 의 중앙값을 상기 효과적 구간의 평균 전력으로 선택하여 상기 가산기(713)로 출력한다. 여기서, 상기 효과적 구간 $(low_part_{eff})_Q$ 의 평균 전력을 상기 $(low_part)_Q$ 의 중앙값으로 선택하는 이유 역시 상기 수학식 20에서 설명한 바와 같이 $E\{(low_part_{eff})_Q\}$ 는 상기 $(low_part)_Q$ 의 중앙값과 거의 유사한 값을 가지기 때문이다. 그리고 나서 상기 가산기(715)는 상기 선택기(709)에서 출력한 값, 즉 $center_of_low_part$

I와 상기 선택기(711)에서 출력한 값, 즉 center_of_low_partQ를 가산하여 제산기(715)로 출력한다. 또한, 상기 제산기(715)와, 전력비 생성기(717)와, 제공기(719) 동작은 상기 도 4에서 설명한 바와 같으므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

<142> 한편, 상기에서는 송신기가 상기 트래픽 채널을 통해 패킷을 전송할 때 한 개의 채널화 코드(single channelization code)를 사용한 경우를 가정하여 설명한 것이고, 이와는 달리 송신기가 상기 트래픽 채널을 통해 패킷을 전송할 때 다중 채널화 코드(multi-channelization code)를 사용할 경우 각 코드 당 한 개의 패킷을 전송할 수 있으므로 동시에 다수개의 상이한 패킷들을 전송한다. 그러므로, 수신기가 수신하는 데이터 채널 신호들은 데이터 채널간의 전력비는 동일하고 동일한 경로를 통과한 신호가 된다. 하지만 각 데이터 채널간의 불균형 평균 전력 문제가 발생할 수 있으므로, 각 데이터 채널별로 검출된 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비를 평균하여 사용함으로써 그 정확도를 더욱 향상시킬 수 있다. 이와는 반대로 하드웨어적인 복잡도(complexity)를 고려할 경우에는 상기 각 데이터 채널별로 검출된 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비를 평균하여 사용하지 않고, 임의의 한 데이터 채널에서 검출된 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비를 나머지 모든 데이터 채널들에 사용할 수도 있음은 물론이다.

<143> 다음으로 도 8을 참조하여 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 장치를 설명하기로 한다.

<144> 상기 도 8은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 장치 내부 구조를 도시한 블록도이다.

<145> 먼저, 상기 전력비 검출기(340)는 절대값 생성기들(801, 803)과, 적분 및 덤프기들(805, 807)과, 제산기들(809, 811)과, 가산기(813)와, 제산기(815)와, 전력

비 생성기(817)와, 제공기(819)를 포함한다. 그리고 상기에서 설명한 바와 같이 채널 보상기(320)에서 출력하는 채널 보상 신호 $|a|^2 A_d A_p S_d + N'$ 는 상기 전력비 검출기(340)로 입력되고, 상기 전력비 검출기(340)는 상기 채널 보상 신호 $|a|^2 A_d A_p S_d + N'$ 를 실수부, 즉 I 채널 성분과 허수부, 즉 Q 채널 성분으로 분리한 후 I 채널 성분 $(|a|^2 A_d A_p S_{d_i} + N_{i'})$ 은 절대값 생성기(801)로 출력하고, Q 채널 성분 $j(|a|^2 A_d A_p S_{d_q} + N_{q'})$ 은 절대값 생성기(803)로 출력한다. 그러면 상기 절대값 생성기(801)는 상기 I 채널 성분 $(|a|^2 A_d A_p S_{d_i} + N_{i'})$ 의 절대값을 생성한 후 적분 및 덤프기(805)로 출력한다. 그리고, 상기 절대값 생성기(803)는 상기 Q 채널 성분 $j(|a|^2 A_d A_p S_{d_q} + N_{q'})$ 의 절대값을 생성한 후 적분 및 덤프기(807)로 출력한다. 여기서, 상기 절대값 생성기들(803, 805)에서 생성하는 절대값들은 한 프레임, 즉 N개의 심벌들 단위이다.

<146> 상기 적분 및 덤프기(805)는 상기 절대값 생성기(801)에서 출력한 I 채널 성분의 절대값, 즉 $\sum_{n \in (A)} |(|a(n)|^2 A_d A_p) \cdot A + N_{i'}'(n)| + \sum_{n \in (3A)} |(|a(n)|^2 A_d A_p) \cdot 3A + N_{i'}'(n)|$ 을 입력하여 적분 및 덤프한 후 제산기(809)로 출력한다. 또한, 상기 적분 및 덤프기(807)는 상기 절대값 생성기(803)에서 출력한 Q 채널 성분의 절대값, 즉 $\sum_{n \in (A)} |(|a(n)|^2 A_d A_p) \cdot A + N_{q'}'(n)| + \sum_{n \in (3A)} |(|a(n)|^2 A_d A_p) \cdot 3A + N_{q'}'(n)|$ 을 입력하여 적분 및 덤프한 후 제산기(811)로 출력한다. 상기 제산기(809)는 상기 적분 및 덤프기(805)에서 출력한 신호를 상기 프레임을 구성하는 심벌들 개수 N으로 나눈후 가산기(813)로 출력한다. 그리고 상기 제산기(811)는 상기 적분 및 덤프기(807)에서 출력한 신호를 상기 프레임을 구성하는 심벌들 개수 N으로 나눈후 상기 가산기(813)로 출력한다. 여기서, 상기 제산기(809) 및 제산기(811)가 상기 적분 및 덤프기(805) 및 적분 및 덤프기(807)에서

출력한 신호를 상기 N으로 나누는 이유는 상기 프레임 구간에서 평균 전력을 계산하기 위해서이다.

<147> 한편, 상기에서 설명한 바와 같이 $|S_{d,i}|, |S_{d,q}| \in \{A, 3A\}$ 이기 때문에 잡음이 존재하지 않는 경우, $|I|$ 와 $|Q|$ 는 항상 양수이고, 상기 $|I|$ 와 $|Q|$ 를 나타내면 하기 수학식 24와 같다.

<148> **【수학식 24】**
$$|I|=|Q| = \sum_{s_{d,i} \in A} (|\alpha|^2 A_d A_p A) + \sum_{s_{d,i} \in 3A} (|\alpha|^2 A_d A_p 3A)$$

<149>
$$\text{mean}(|I|) = \text{mean}(|Q|) = |\alpha|^2 A_d A_p 2A$$

<150> 상기 수학식 24와 같이 잡음이 존재하지 않을 경우에는 상기 실수부 및 허수부 각각의 절대값들의 평균값은 $2A_term$ 으로 나타난다. 그러므로 상기 평균값의 1/2값, 즉 $\text{mean}/2$ 은 상기에서 설명한 바와 같은 정렬의 효과를 가진다. 여기서, 상기 $\text{mean}/2$ 은 하기 수학식 25와 같이 표현된다.

<151> **【수학식 25】**
$$\frac{\text{mean}(|I|) + \text{mean}(|Q|)}{4A} = |\alpha|^2 A_d A_p$$

<152> 한편, 상기 가산기(813)는 상기 제산기(809)에서 출력한 신호와 상기 제산기(811)에서 출력한 신호를 입력하여 가산한 후 제산기(815)로 출력한다. 상기 제산기(815)는 상기에서 설명한 바와 같이 $\text{mean}/2$ 을 구하기 위해서 상기 가산기(813)에서 출력한 신호를 $\frac{1}{4A}$ 로 나눈후 전력비 생성기(817)로 출력한다. 또한 제곱기(819)는 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 채널 추정 신호 $(A_p \alpha e^{-j\theta})^*$ 을 입력하여 절대값을 취한 후 제곱한 후 상기 전력비 생성기(817)로 출력한다.

<153> 상기 전력비 생성기(817)는 상기 제산기(815)에서 출력한 신호, 즉

$|\alpha|^2 A_d A_p$ 와 상기 제공기(819)에서 출력한 신호, 즉 $|\alpha|^2 A_p^2$ 을 입력하고, 상기 $|\alpha|^2 A_d A_p$ 를 상기 $|\alpha|^2 A_p^2$ 로 나누어서 최종적으로 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 $\frac{A_d}{A_p}$ 를 검출한다. 이와 같이 채널 보상된 신호의 mean/2을 이용한 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출은 하드웨어적으로 그 복잡도(complexity)가 최소화된 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출을 가능하게 한다.

<154> 다음으로 도 9를 참조하여 상기 도 8에서 설명한 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 과정을 설명하기로 한다.

<155> 상기 도 9는 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 과정을 도시한 순서도이다.

<156> 상기 도 9를 참조하면, 먼저 911단계에서 전력비 검출기(340)는 채널 보상기(320)에서 출력한 채널 보상 신호 $|\alpha|^2 A_d A_p S_d + N'$ 와, 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 채널 추정 신호 $(A_p \alpha e^{-j\theta})^*$ 를 수신한 후 913단계로 진행한다. 상기 913단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 채널 보상 신호 $|\alpha|^2 A_d A_p S_d + N'$ 를 실수부, 즉 I 채널 성분과 허수부, 즉 Q 채널 성분으로 분리한 후 915단계로 진행한다. 상기 915단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 분리된 I 채널 성분 $(|\alpha|^2 A_d A_p S_{d_i} + N'_i)$ 과 Q 채널 성분 $j(|\alpha|^2 A_d A_p S_{d_q} + N'_q)$ 각각에 대해 절대값을 취한 후 917단계로 진행한다. 상기 917단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 I 채널 성분의 절대값, 즉

$\sum_{n \in \{A\}} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot A + N'_i(n)| + \sum_{n \in \{3A\}} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot 3A + N'_i(n)|$ 과 Q 채널 성분의 절대값, 즉 $\sum_{n \in \{A\}} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot A + N'_q(n)| + \sum_{n \in \{3A\}} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot 3A + N'_q(n)|$ 을 입력하

여 상기 I 채널 성분의 평균 전력 및 Q 채널 성분의 평균 전력을 검출한 후 919단계로 진행한다.

<157> 상기 919단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 실수부, 즉 상기 I 채널 성분의 평균 전력과 상기 허수부, 즉 상기 Q 채널 성분의 평균 전력을 고려한 평균 전력의 1/2값을 검출한 후 921단계로 진행한다. 여기서, 상기 평균 전력의 1/2값을 검출하는 이유는 상기에서 설명한 바와 같이 상기 평균 전력의 1/2값이 A_{term} 으로 나타나기 때문이다. 상기 921단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 평균 전력의 1/2값과, 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 채널 추정 신호 $(A_p \propto e^{-j\theta})^*$ 의 절대값을 제공한 값으로 나누어 최종적으로 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 $\frac{A_d}{A_p}$ 를 검출한 후 종료한다.

<158> 다음으로 도 10을 참조하여 상기 도 7에서 설명한 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 과정을 설명하기로 한다.

<159> 상기 도 10은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 과정을 도시한 순서도이다.

<160> 상기 도 10을 참조하면, 먼저 1011단계에서 전력비 검출기(340)는 채널 보상기(320)에서 출력한 채널 보상 신호

$|\alpha|^2 A_d A_p S_d + N'$ 와, 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 채널 추정 신호 $(A_p \alpha e^{-j\theta})^*$ 를 수신한 후 1013단계로 진행한다. 상기 1013단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 채널 보상 신호 $|\alpha|^2 A_d A_p S_d + N'$ 를 실수부, 즉 I 채널 성분과 허수부, 즉 Q 채널 성분으로 분리한 후 1015단계로 진행한다. 상기 1015단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 분리된 I 채널 성분 $(|\alpha|^2 A_d A_p S_{d_i} + N'_I)$ 과 Q 채널 성분 $j(|\alpha|^2 A_d A_p S_{d_q} + N'_Q)$ 각각에 대해 절대값을 취한 후 1017단계로 진행한다. 상기 1017단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 I 채널 성분의 절대값, 즉

$$\sum_{n \in (A)} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot A + N'_I(n)| + \sum_{n \in (3A)} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot 3A + N'_I(n)|$$

과 Q 채널 성분의 절대값, 즉

$$\sum_{n \in (A)} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot A + N'_Q(n)| + \sum_{n \in (3A)} |(|\alpha(n)|^2 A_d A_p) \cdot 3A + N'_Q(n)|$$

을 입력하여 각각 그 크기가 최소인 값부터 최대인 값으로 연속적으로 정렬한 후 1019단계로 진행한다.

<161> 상기 1019단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 정렬한 I 채널 성분의 절대값들과, 상기 정렬한 Q 채널 성분의 절대값을 각각 low_part와 high_part로 분류한 후 low_part의 중앙값을 검출한 후 1021단계로 진행한다. 상기 1021단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 I 채널 성분의 low_part의 중앙값과 Q 채널 성분의 low_part의 중앙값을 가산하여 다시 I 채널 성분과 Q 채널 성분을 모두 고려한 평균 전력을 검출한 후 1023단계로 진행한다. 상기 1023단계에서 상기 전력비 검출기(340)는 상기 I 채널 성분과 Q 채널 성분을 모두 고려한 평균 전력과, 상기 채널 추정기(330)에서 출력한 채널 추정 신호 $(A_p \alpha e^{-j\theta})^*$ 의 절대값을 제공한 값으로 나누어 최종적으로 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 $\frac{A_d}{A_p}$ 를 검출한 후 종료한다.

- <162> 다음으로 도 11을 참조하여 본 발명의 실시예들에 따른 프레임 에러율을 설명하기로 한다.
- <163> 상기 도 11은 본 발명의 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비 검출 방식을 적용하였을 경우 프레임 에러율을 나타낸 그래프이다.
- <164> 상기 도 11을 참조하면, 먼저 그래프상에서 세로축은 프레임 에러율(FER: Frame Error Rate, 이하 "FER"이라 칭하기로 한다)이며, 가로축은 I_{or}/I_{oc} 를 나타낸다. 상기 I_{or}/I_{oc} 에서 I_{or} 는 총 송신 전력을 나타내며, I_{oc} 는 수신 전력 간섭(interference)과 잡음 전력(noise power)을 포함한 수신 전력을 나타내므로, 결과적으로 상기 I_{or}/I_{oc} 는 신호대 잡음비(SNR: Signal to Noise Ratio)와 거의 동일한 개념을 가진다. 상기 도 11에는 한 개의 데이터 채널, 즉 한 개의 트래픽 채널, 120km 페이딩 채널, 4개의 다중 경로(multi path)의 무선 채널 환경을 가지며, 변조 방식으로 16 QAM 방식을 사용하고, 터보 코더(turbo coder)의 코딩율을 $3/4$ (coding rate = $3/4$)로 적용하였을 경우의 FER이 도시되어 있다.
- <165> 상기 도 11에 도시한 바와 같이 아이디얼한 환경에서의 FER 특성 곡선과 비교하였을 때 본 발명의 블라인드 전력비 검출 방식을 타임 슬롯 단위로 수행했을 경우 상기 아이디얼한 환경에서의 FER 특성 곡선과 거의 유사한 FER 특성 곡선을 가진다. 그리고, 일반적인 블라인드 전력비 검출방식인 트래픽 채널의 누적 평균 방식으로 블라인드 전력비 검출을 수행했을 경우 FER 특성 곡선이 가장 열악한 FER 특성 곡선을 나타내고 있으며, 본 발명의 블라인드 전력비 검출 방식을 프레임(frame), 즉 패킷 단위로 수행했을 경우 상기 본 발명의 블라인드 전력비 검출 방식을 타임 슬롯 단위로 수행했을 경우보다는 FER 특성이 열악하지만 상기 트래픽 채널의 누적 평균 방식으로 블라인드 전력비 검출을

수행했을 경우 FER 특성 곡선보다 개선된 FER 특성을 나타낸다. 여기서, 상기 본 발명의 블라인드 전력비 검출 단위가 상이해짐에 따라 FER 특성 곡선이 상이해지는 이유는 고속으로 변하는 페이딩 환경인 경우 채널 추정기(330)의 출력의 변화 폭이 크기 때문에 긴 구간을 평균한 값을 전력비 생성기(521, 717)로 출력하는 것보다 짧은 구간의 평균값을 출력하는 것이 더 정확하기 때문이다. 즉, HSDPA 통신 시스템에서 3 타임 슬롯들이 1개의 프레임을 구성하기 때문에 프레임 단위의 블라인드 전력비 검출보다 타임 슬롯 단위의 블라인드 전력비 검출이 그 검출 빈도에서 3배를 나타내며 더욱 정확한 채널 추정기(330)의 출력값을 블라인드 파워비 검출에 사용할 수 있기 때문에 그 결과가 정확해지고, 따라서 FER 특성이 더 좋게 나타나는 것이다.

<166> 한편, 상기 본 발명을 설명함에 있어 HSDPA 방식에서 16 QAM 변조 방식을 적용한 경우를 일 예로 하여 블라인드 전력비 검출 방식을 설명하였으나, 16 QAM 이상의 고차 변조 방식, 예를 들면 64QAM의 경우 $|S_{d,1}|, |S_{d,2}| \in \{A, 3A, 5A, 7A\}$ 와 같이 그 크기가 4개의 값들을 가지기 때문에 16 QAM 방식과 유사한 방식으로 정렬한 후 4등분하여 그 값이 가장 작은 부분(lowest part)인 A_term 으로부터 전력비를 구한다. 나머지 과정들 역시 상기 16 QAM 방식과 동일하게 적용하면 된다.

<167> 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

【발명의 효과】

<168> 상술한 바와 같은 본 발명은, 채널 보상 신호를 구성하는 심벌들 각각의 절대 크기 값에 상응하게 효과적 구간을 설정한 후, 상기 효과적 구간에 대해서만 평균 전력을 검출하여 트래픽 채널과 파일럿 채널간 전력비를 검출한다. 따라서, 본 발명의 블라인드 전력비 검출 방식은 종래의 블라인드 전력비 검출 방식, 특히 누적 평균 방식에 따른 블라인드 전력비 검출 방식과 같이 수신신호에 혼재하는 잡음의 전력으로 인한 블라인드 전력비 검출의 오차를 제거하고, 또한 상기 효과적 구간만을 고려하여 평균 전력을 구함으로써 불균형 평균 전력 문제로 인한 블라인드 전력비 검출의 오차를 제거하고, 또한 페이딩 현상의 영향을 제거하여 불균형 평균 전력 문제로 인한 블라인드 전력비 검출의 오차를 제거하여 성능을 개선시킨다는 이점을 가진다. 또한, 본 발명의 블라인드 전력비 검출 방식은 결과적으로 프레임 에러율을 최소화시켜 시스템 전반의 전송 처리량 (throughput)을 최대화시킨다는 이점을 가진다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 장치에 있어서,
상기 제2채널 신호를 가지고 채널 추정하여 제2신호를 발생하는 채널 추정기와,
상기 제2신호를 가지고 상기 제1채널 신호를 채널 보상하여 제1신호를 발생하는 채널 보상기와,

상기 제1신호를 구성하는 심벌들의 절대값들을 생성하고, 상기 절대값들을 크기 순서로 배열한 후 미리 결정된 구간의 절대값들을 선택하며, 상기 선택한 절대값들의 평균값을 계산하고, 상기 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하고, 상기 평균값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비를 가지고 상기 전력비를 생성하는 전력비 검출기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 2】

제1항에 있어서,
상기 전력비 검출기는;
상기 제1신호를 구성하는 심벌들을 입력하고, 상기 심벌들 각각의 절대값을 생성하는 절대값 생성기와,
상기 절대값 생성기에서 생성한 절대값들을 크기 순서로 배열하는 정렬기와,
상기 배열된 절대값들중 미리 결정된 구간의 절대값들을 선택하고, 상기 선택한 절대값들의 평균값을 계산하는 평균값 계산기와,

상기 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하는 제곱기와,

상기 평균값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비에 의해 상기 전력비를 생성하는
전력비 생성기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 3】

제1항에 있어서,

상기 미리 결정된 구간은 상기 배열된 절대값들을 미리 설정되어 있는 기준점을 기
준으로 소정 개수의 구간들로 분리하고, 상기 소정 개수의 구간들중 상기 절대값들중 최
소값을 포함하는 구간을 선택하고, 상기 선택한 구간에서 미리 설정한 설정 구간을 선택
한 구간임을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 4】

제3항에 있어서,

상기 기준점은 상기 제1채널의 변조방식에 상응하게 결정함을 특징으로 하는 상기
장치.

【청구항 5】

제3항에 있어서,

상기 설정 구간은 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최대값부터 내림차순으
로 미리 설정한 개수의 절대값들과, 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최소값부

터 오름차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들을 제거한 절대값들을 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 6】

이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 장치에 있어서,
 상기 제1채널 신호를 채널 보상한 제1신호를 구성하는 심벌들을 입력하고, 상기 심벌들 각각의 절대값을 생성하는 절대값 생성기와,
 상기 절대값 생성기에서 생성한 절대값들을 크기 순서로 배열하는 정렬기와,
 상기 배열된 절대값들중 미리 결정된 구간의 절대값들을 선택하고, 상기 선택한 절대값들의 평균값을 계산하는 평균값 계산기와,
 상기 제2채널 신호를 이용하여 채널 추정한 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하는 제곱기와,
 상기 평균값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비에 의해 상기 전력비를 생성하는 전력비 생성기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 7】

제6항에 있어서,
 상기 미리 결정된 구간은 상기 배열된 절대값들을 미리 설정되어 있는 기준점을 기준으로 소정 개수의 구간들로 분리하고, 상기 소정 개수의 구간들중 상기 절대값들중 최

소값을 포함하는 구간을 선택하고, 상기 선택한 구간에서 미리 설정한 설정 구간을 선택한 구간임을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 8】

제7항에 있어서,

상기 기준점은 상기 제1채널의 변조방식에 상응하게 결정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 9】

제7항에 있어서,

상기 설정 구간은 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최대값부터 내림차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들과, 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최소값부터 오름차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들을 제거한 절대값들을 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 10】

이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 장치에 있어서,

상기 제2채널 신호를 가지고 채널 추정하여 제2신호를 발생하는 채널 추정기와,

상기 제2신호를 가지고 상기 제1채널 신호를 채널 보상하여 제1신호를 발생하는 채널 보상기와,

상기 제1신호를 구성하는 심벌들의 절대값들을 생성하고, 상기 절대값들을 크기 순서로 배열한 후 미리 결정된 구간의 절대값들을 선택하며, 상기 미리 결정된 구간의 중앙값을 검출하고, 상기 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하고, 상기 중앙값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비를 가지고 상기 전력비를 생성하는 전력비 검출기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 11】

제10항에 있어서,

상기 전력비 검출기는;

상기 제1신호를 구성하는 심벌들을 입력하고, 상기 심벌들 각각의 절대값을 생성하는 절대값 생성기와,

상기 절대값 생성기에서 생성한 절대값들을 크기 순서로 배열하는 정렬기와,

상기 배열된 절대값들중 미리 결정된 구간의 절대값들을 선택하고, 상기 미리 결정된 구간의 중앙값을 선택하는 선택기와,

상기 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하는 제곱기와,

상기 중앙값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비에 의해 상기 전력비를 생성하는 전력비 생성기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 12】

제10항에 있어서,

상기 미리 결정된 구간은 상기 배열된 절대값들을 미리 설정되어 있는 기준점을 기준으로 소정 개수의 구간들로 분리하고, 상기 소정 개수의 구간들중 상기 절대값들중 최소값을 포함하는 구간을 선택하고, 상기 선택한 구간에서 미리 설정한 설정 구간을 선택한 구간임을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 13】

제12항에 있어서,

상기 기준점은 상기 제1채널의 변조방식에 상응하게 결정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 14】

제12항에 있어서,

상기 설정 구간은 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최대값부터 내림차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들과, 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최소값부터 오름차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들을 제거한 절대값들을 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 15】

이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 장치에 있어서,

상기 제1채널 신호를 채널 보상한 제1신호를 구성하는 심벌들을 입력하고, 상기 심벌들 각각의 절대값을 생성하는 절대값 생성기와,

상기 절대값 생성기에서 생성한 절대값들을 크기 순서로 배열하는 정렬기와,
상기 배열된 절대값들중 미리 결정된 구간의 절대값들을 선택하고, 상기 미리 결정된 구간의 중앙값을 선택하는 선택기와,
상기 제2채널 신호를 이용하여 채널 추정 한 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하는 제곱기와,
상기 중앙값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비에 의해 상기 전력비를 생성하는 전력비 생성기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 16】

제15항에 있어서,
상기 미리 결정된 구간은 상기 배열된 절대값들을 미리 설정되어 있는 기준점을 기준으로 소정 개수의 구간들로 분리하고, 상기 소정 개수의 구간들중 상기 절대값들중 최소값을 포함하는 구간을 선택하고, 상기 선택한 구간에서 미리 설정한 설정 구간을 선택한 구간임을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 17】

제16항에 있어서,
상기 기준점은 상기 제1채널의 변조방식에 상응하게 결정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 18】

제16항에 있어서,

상기 설정 구간은 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최대값부터 내림차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들과, 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최소값부터 오름차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들을 제거한 절대값들을 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 19】

이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 장치에 있어서,

상기 제2채널 신호를 가지고 채널 추정하여 제2신호를 발생하는 채널 추정기와,

상기 제2신호를 가지고 상기 제1채널 신호를 채널 보상하여 제1신호를 발생하는 채널 보상기와,

상기 제1신호를 구성하는 심벌들의 절대값들을 생성하고, 상기 절대값들의 평균값을 계산하고, 상기 평균값의 1/2값을 계산한 후, 상기 1/2 평균값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비에 의해 상기 전력비를 생성하는 전력비 검출기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 20】

제19항에 있어서,

상기 전력비 검출기는;

상기 제1신호를 구성하는 심벌들을 입력하고, 상기 심벌들 각각의 절대값을 생성하는 절대값 생성기와,

상기 절대값들의 평균값을 계산하고, 상기 평균값의 1/2값을 계산하는 1/2 평균값 계산기와,

상기 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하는 제곱기와,

상기 1/2 평균값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비에 의해 상기 전력비를 생성하는 전력비 생성기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 21】

이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 장치에 있어서,

상기 제1채널 신호를 채널 보상한 제1신호를 구성하는 심벌들을 입력하고, 상기 심벌들 각각의 절대값을 생성하는 절대값 생성기와,

상기 절대값들의 평균값을 계산하고, 상기 평균값의 1/2값을 계산하는 1/2 평균값 계산기와,

상기 제2채널 신호를 이용하여 채널 추정한 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하는 제곱기와,

상기 1/2 평균값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비에 의해 상기 전력비를 생성하는 전력비 생성기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 22】

이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 방법에 있어서,
 상기 제2채널 신호를 가지고 채널 추정하여 제2신호를 생성하는 과정과,
 상기 제2신호를 가지고 상기 제1채널 신호를 채널 보상하여 제1신호를 생성하는 과정과,

상기 제1신호를 구성하는 심벌들의 절대값들을 생성하고, 상기 절대값들을 크기 순서로 배열한 후 미리 결정된 구간의 절대값들을 선택하며, 상기 선택한 절대값들의 평균값을 계산하고, 상기 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하고, 상기 평균값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비를 가지고 상기 전력비를 생성하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 23】

제22항에 있어서,

상기 미리 결정된 구간은 상기 배열된 절대값들을 미리 설정되어 있는 기준점을 기준으로 소정 개수의 구간들로 분리하고, 상기 소정 개수의 구간들중 상기 절대값들중 최소값을 포함하는 구간을 선택하고, 상기 선택한 구간에서 미리 설정한 설정 구간을 선택한 구간임을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 24】

제23항에 있어서,

상기 기준점은 상기 제1채널의 변조방식에 상응하게 결정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 25】

제23항에 있어서,

상기 설정 구간은 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최대값부터 내림차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들과, 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최소값부터 오름차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들을 제거한 절대값들을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 26】

이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 방법에 있어서,

상기 제1채널 신호를 채널 보상한 제1신호를 구성하는 심벌들 각각의 절대값을 생성하는 과정과,

상기 절대값들을 크기 순서로 배열하는 과정과,

상기 배열된 절대값들중 미리 결정된 구간의 절대값들을 선택하고, 상기 선택한 절대값들의 평균값을 계산하는 과정과,

상기 제2채널 신호를 이용하여 채널 추정된 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하는 과정과,

상기 평균값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비에 의해 상기 전력비를 생성하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 27】

제26항에 있어서,

상기 미리 결정된 구간은 상기 배열된 절대값들을 미리 설정되어 있는 기준점을 기준으로 소정 개수의 구간들로 분리하고, 상기 소정 개수의 구간들중 상기 절대값들중 최소값을 포함하는 구간을 선택하고, 상기 선택한 구간에서 미리 설정한 설정 구간을 선택한 구간임을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 28】

제27항에 있어서,

상기 기준점은 상기 제1채널의 변조방식에 상응하게 결정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 29】

제27항에 있어서,

상기 설정 구간은 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최대값부터 내림차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들과, 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최소값부

터 오름차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들을 제거한 절대값들을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 30】

이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 방법에 있어서,
상기 제2채널 신호를 가지고 채널 추정하여 제2신호를 생성하는 과정과,
상기 제2신호를 가지고 상기 제1채널 신호를 채널 보상하여 제1신호를 생성하는 과정과,

상기 제1신호를 구성하는 심벌들의 절대값들을 생성하고, 상기 절대값들을 크기 순서로 배열한 후 미리 결정된 구간의 절대값들을 선택하며, 상기 미리 결정된 구간의 중앙값을 검출하고, 상기 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하고, 상기 중앙값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비를 가지고 상기 전력비를 생성하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 31】

제30항에 있어서,

상기 미리 결정된 구간은 상기 배열된 절대값들을 미리 설정되어 있는 기준점을 기준으로 소정 개수의 구간들로 분리하고, 상기 소정 개수의 구간들중 상기 절대값들중 최

소값을 포함하는 구간을 선택하고, 상기 선택한 구간에서 미리 설정한 설정 구간을 선택한 구간임을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 32】

제31항에 있어서,

상기 기준점은 상기 제1채널의 변조방식에 상응하게 결정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 33】

제31항에 있어서,

상기 설정 구간은 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최대값부터 내림차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들과, 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최소값부터 오름차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들을 제거한 절대값들을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 34】

이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 방법에 있어서,

상기 제1채널 신호를 채널 보상한 제1신호를 구성하는 심벌들 각각의 절대값을 생성하는 과정과,

상기 생성한 절대값들을 크기 순서로 배열하는 과정과,

상기 배열된 절대값들중 미리 결정된 구간의 절대값들을 선택하고, 상기 미리 결정된 구간의 중앙값을 선택하는 과정과,

상기 제2채널 신호를 이용하여 채널 추정한 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하는 과정과,

상기 중앙값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비에 의해 상기 전력비를 생성하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 35】

제34항에 있어서,

상기 미리 결정된 구간은 상기 배열된 절대값들을 미리 설정되어 있는 기준점을 기준으로 소정 개수의 구간들로 분리하고, 상기 소정 개수의 구간들중 상기 절대값들중 최소값을 포함하는 구간을 선택하고, 상기 선택한 구간에서 미리 설정한 설정 구간을 선택한 구간임을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 36】

제35항에 있어서,

상기 기준점은 상기 제1채널의 변조방식에 상응하게 결정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 37】

제35항에 있어서,

상기 설정 구간은 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최대값부터 내림차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들과, 상기 선택한 구간에 존재하는 절대값들중 최소값부터 오름차순으로 미리 설정한 개수의 절대값들을 제거한 절대값들을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 38】

이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 방법에 있어서,
상기 제2채널 신호를 가지고 채널 추정하여 제2신호를 생성하는 과정과,
상기 제2신호를 가지고 상기 제1채널 신호를 채널 보상하여 제1신호를 생성하는 과정과,

상기 제1신호를 구성하는 심벌들의 절대값들을 생성하고, 상기 절대값들의 평균값을 계산하고, 상기 평균값의 1/2값을 계산한 후, 상기 1/2 평균값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비에 의해 상기 전력비를 생성하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 39】

이동 통신 시스템에서 제1채널과 제2채널간 전력비를 검출하는 방법에 있어서,
상기 제1채널 신호를 채널 보정한 제1신호를 구성하는 심벌들 각각의 절대값을 생성하는 과정과,

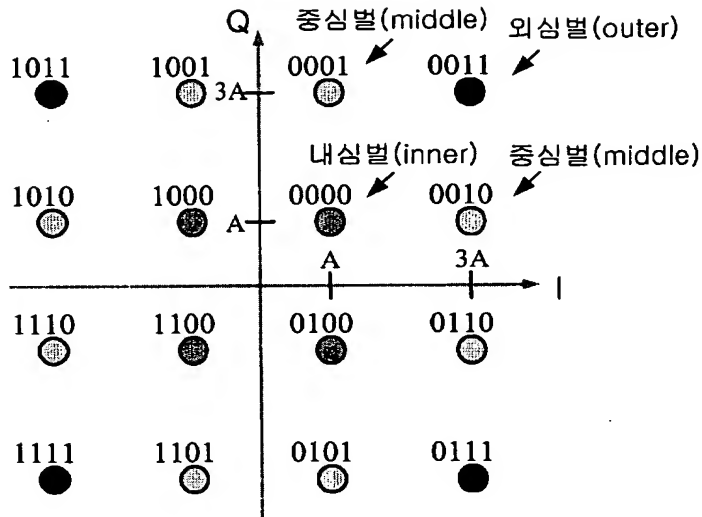
상기 절대값들의 평균값을 계산하고, 상기 평균값의 1/2값을 계산하는 과정과,

상기 제2채널 신호를 이용하여 채널 추정된 제2신호의 절대값의 제곱을 계산하는 과정과,

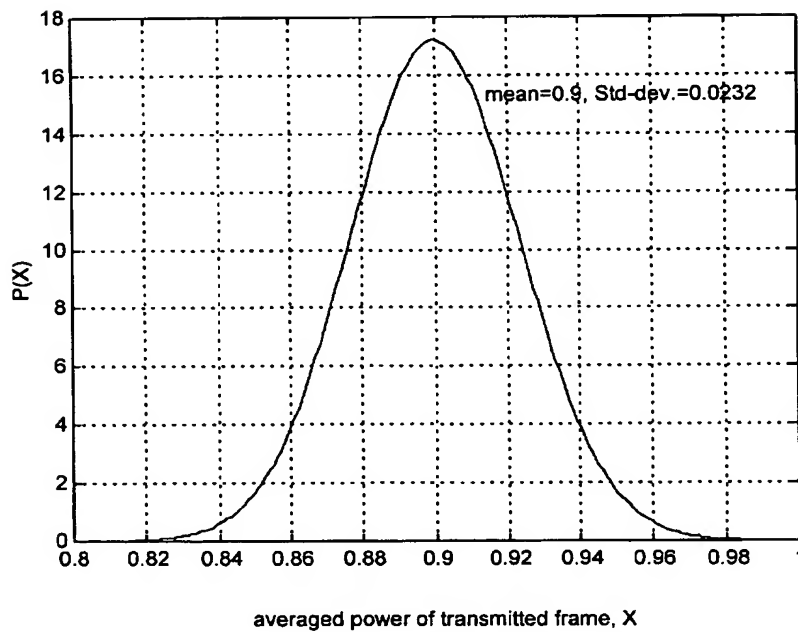
상기 1/2 평균값과 상기 제2신호의 절대값의 제곱의 비에 의해 상기 전력비를 생성하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【도면】

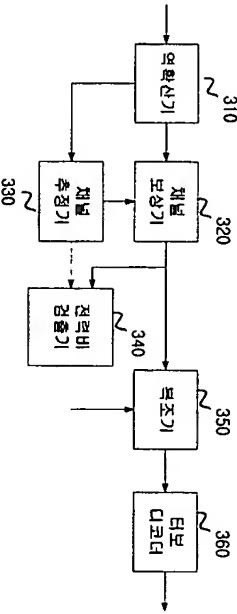
【도 1】



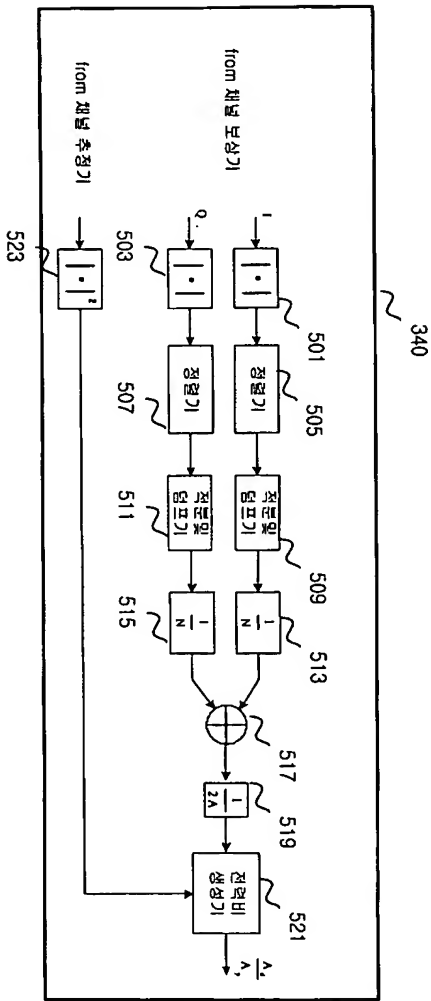
【도 2】

PDF of frame averaged power of Tx 16QAM symbol with $A_d=0.9$ 

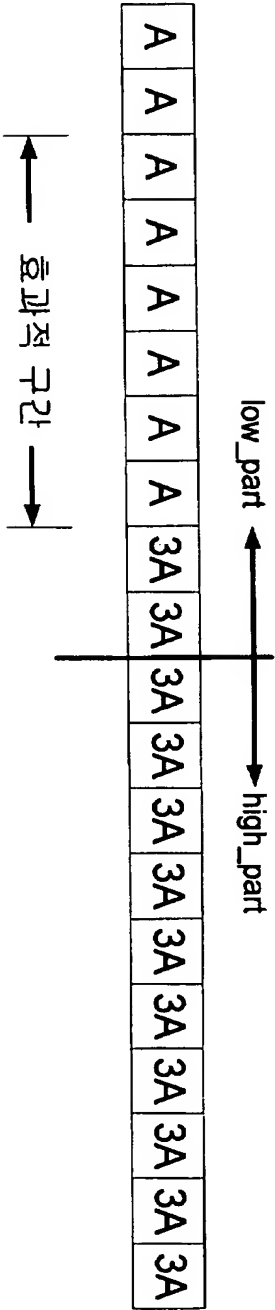
【도 3】



【도 4】

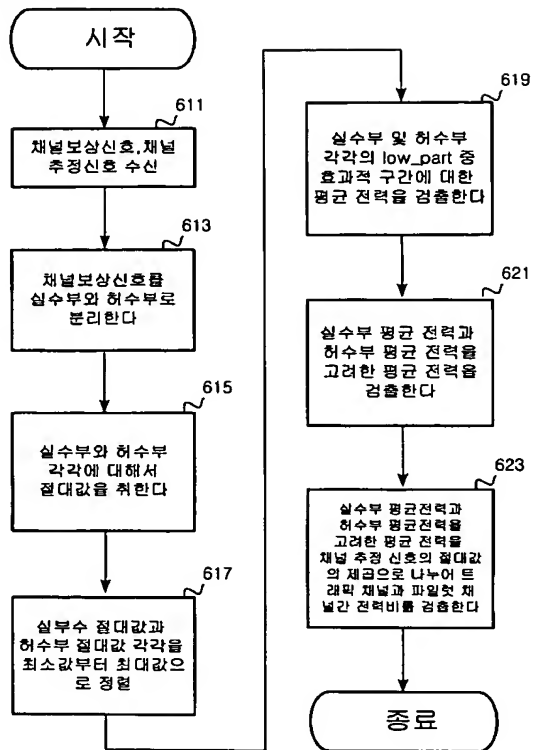


【도 5】

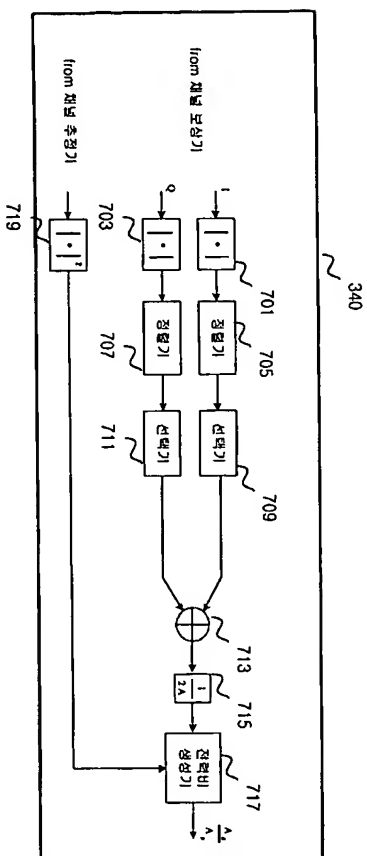




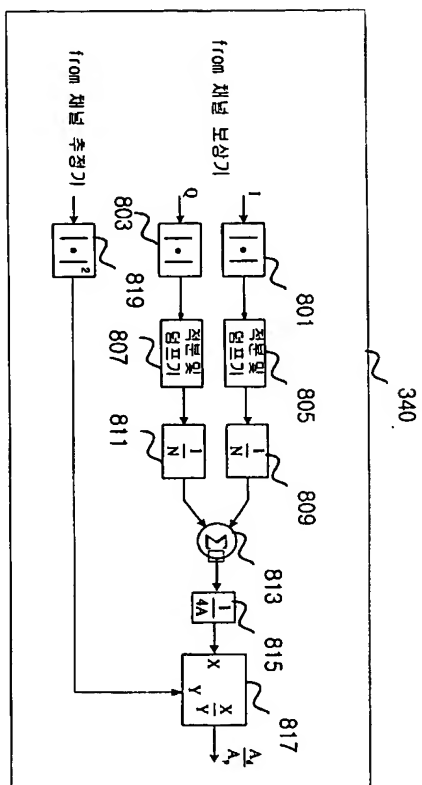
【도 6】



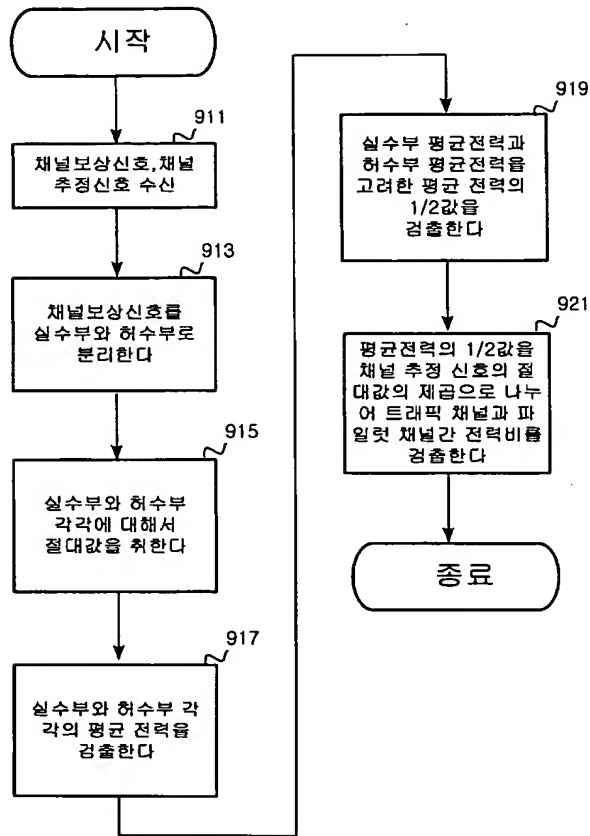
【도 7】



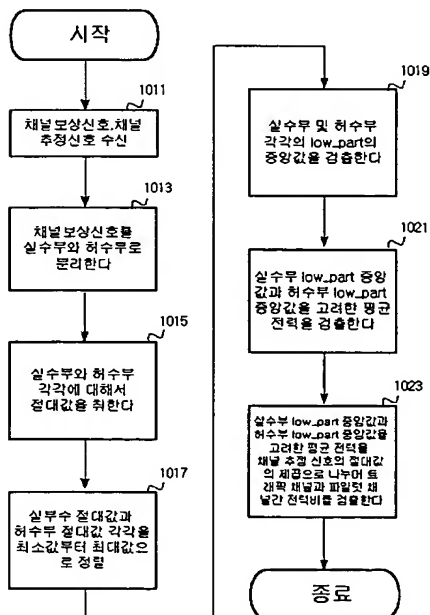
【도 8】



【도 9】



【도 10】



【도 11】

